

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

«На правах рукопису»
УДК _____

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ Сергій ПЕРЕСАДА
(підпис)

“ ____ ” _____ 2021 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

**за освітньо-науковою програмою «Електромеханічні системи автоматизації,
електропривод та електромобільність»**

зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

на тему:

**Векторне керування асинхронними двигунами в режимі ослаблення поля з
врахуванням кривої намагнічування**

Виконав : студент 6 курсу, групи ЕП-91мн

_____ Борщ Ростислав Ігорович _____

(прізвище, ім'я, по батькові)

_____ (підпис)

Керівник _____ к.т.н., доц. Ковбаса С. М. _____

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

_____ (підпис)

Консультант _____

(назва розділу)

(посада, науковий ступінь, вчене звання, , прізвище, ім'я, по-батькові)

_____ (підпис)

Рецензент _____

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище, ім'я, по-батькові) (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації
немає запозичень з праць інших авторів без
відповідних посилань.

Студент _____

_____ (підпис)

Київ – 2021р.

ВІДОМІСТЬ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУ

№ з/п	Формат	Позначення	Найменування	Кількість листів	Примітка
1	A4		Завдання на дипломний проект	2	
2	A4	141.61202.001.МД	Пояснювальна записка	113	
3	A1	141.61202.001.МД	Структурні схеми алгоритмів керування.	1	
4	A1	141.61202.001.МД	Статичні характеристики алгоритмів частотного керування та векторного керування з урахуванням обмеження та зі спостерігачем потокозчеплення.	1	
5	A1	141.61202.001.МД	Статичні характеристики традиційного алгоритму та алгоритму заданого потокозчеплення.	1	
6	A1	141.61202.001.МД	Дослідження динамічних характер. алгоритмів частот. керування та векторного керування з урахуванням обмеж. зі спостерігачем поток.	1	
7	A1	141.61202.001.МД	Дослідж. динам. характер. традиц. алгоритму та алгор. заданого потокозчеплення.	1	
8	A1	141.61202.001.МД	Дослідження динамічних характеристик векторного в режимі ослаблення поля керування з врахуванням кривої намагнічування двигуна	1	

				141.61202.001.МД		
	ПІБ	Підп.	Дата			
Розробн.	Борщ Р.І.			Відомість дипломного проекту	Лист	Листів
Керівн.	Ковбаса С.М.				2	113
Консульт.					«КПІ ім. Ігоря Сікорського» Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП -91мн	
Н/контр.						
Зав.каф.	Пересада С.М.					

Пояснювальна записка до дипломного проекту

на тему: **Векторне керування асинхронними двигунами в режимі ослаблення
поля з врахуванням кривої намагнічування**

Київ – 2021 року

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

**Освітньо-наукова програма – «Електромеханічні системи автоматизації,
електропривод та електромобільність»**

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій ПЕРЕСАДА
(підпис)

«__» _____ 2021 р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

1. _____ Борщ Ростислав Ігорович
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації: Векторне керування асинхронними двигунами в режимі
ослаблення поля з врахуванням кривої намагнічування

науковий керівник дисертації _____ Ковбаса С. М. к.т.н., доц.,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «__» _____ 2021 р. № _____

2. Строк подання студентом дисертації _____

3. Об'єкт дослідження: процеси керування перетворенням енергії у векторно-
керованих асинхронних двигунах

4. Вихідні дані: $R_1=3.8$ Ом, $R_2=2.1$ Ом, $L_{1H}=L_{2H}=0.2655$ Гн, $L_{mH}=0.257$ Гн, $M_H=15$ Нм,
 $P_H=2,2$ кВт, $p_H=2$, $v=0.005$ Нм*с/рад, $J=0.016$ кг*м².

5. Перелік завдань, які потрібно розробити: 1. Дослідження існуючих рішень для
вирішення задачі векторного керування в режимі ослаблення поля. 2. Розглянути
алгоритми керування, синтезувати спостерігач поточозчеплення, розробити
обмеження напруги для режиму ослаблення поля. 3. Розробити алгоритми керування

в режимі ослаблення поля використовуючи різні залежності. 4. Дослідити алгоритми керування в режимі ослаблення поля.

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу 1. Структурні схеми алгоритмів керування. 2. Статичні характеристики алгоритмів частотного керування та векторного керування з урахуванням обмеження та зі спостерігачем потокозчеплення. 3. Статичні характеристики традиційного алгоритму та алгоритму заданого потокозчеплення. 4. Дослідження динамічних характеристик алгоритмів частотного керування та векторного керування з урахуванням обмеження напруги зі спостерігачем потокозчеплення. 5. Дослідження динамічних характеристик традиційного алгоритму та алгоритму заданого потокозчеплення. 6. Дослідження динамічних характеристик векторного керування з врахуванням кривої намагнічування двигуна

7. Орієнтовний перелік публікацій _____

8. Консультанти розділів дисертації*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

9. Дата видачі завдання _____ 10 вересня 2020 _____

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1.	Вступ. Аналітичний огляд	29.10.2020	
2	Розгляд алгоритмів керування, синтез спостерігача, розробка обмеження напруги	25.12.2020	
3.	Розробка алгоритмів керування в режимі ослаблення поля.	15.02.2020	
4.	Розробка математичної моделі з врахуванням насичення системи.	19.03.2020	
5.	Дослідження алгоритмів керування в режимі ослаблення поля.	25.04.2020	
6.	Розробка стартап-проекту	30.04.2020	
7.	Висновки, оформлення пояснювальної записки.	12.05.2020	

Студент _____

Борщ Р.І.

Науковий керівник дисертації _____
(підпис)

Ковбаса С.М.

РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація виконана на 113 сторінках та вміщує 40 рисунків, 17 таблиць, 68 посилань.

В магістерській дисертації проведено синтез алгоритмів ослаблення поля векторно-керованих асинхронних двигунів з урахуванням кривої намагнічування двигуна. Розроблений алгоритм забезпечує покращені показники якості та відпрацювання заданого моменту на швидкостях вище номінальної. Проведено дослідження динамічних характеристик синтезованих алгоритмів. Дослідження алгоритмів проводилось шляхом математичного моделювання в середовищі MatLAB.

Для впровадження результатів дослідження на ринок розроблено стартап-проект.

Отримані результати можуть бути використані в електроприводах змінного струму з помірними вимогами до якості регулювання моменту та швидкості, таких як електромобілі, насоси, вентилятори та ін.

ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ В РЕЖИМІ ОСЛАБЛЕННЯ ПОЛЯ,
АСИНХРОННИЙ ДВИГУН, НАСИЧЕННЯ МАГНІТНОЇ СИСТЕМИ,
АЛГОРИТМ КЕРУВАННЯ, СПОСТЕРІГАЧ, СТАРТАП, ЕЛЕКТРОМОБІЛЬ,
ОБМЕЖЕННЯ НАПРУГИ

					141.61202.001.МД			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Векторне керування асинхронними двигунами в режимі ослаблення поля з врахуванням кривої намагнічування Реферат	Літ.	Арк.	Аркушів
Розроб.		Борщ Р.І.					6	113
Перевір.		Ковбаса С. М.				«КПІ ім. Ігоря Сікорського» Каф. АЕМС-ЕП Гр. ЕП -91мн		
Н. Контр.								
Затверд.		Пересада С. М.						

SUMMARY

The Master's thesis is made on 113 pages and contains 40 figures, 17 tables, 68 references.

In the Master's thesis is dedicated to the synthesis of field attenuation algorithms of vector-controlled induction motors taking into account the magnetization curve of the motor is carried out. The developed algorithm provides the improved indicators of quality and working off of the set moment of loading at speeds above nominal. The study of dynamic characteristics of synthesized algorithms is carried out. The study of algorithms was performed by mathematical modeling in the MatLAB environment.

The Start-up project was performed for market promotion purposes.

A startup project has been developed to introduce the results of the research to the market.

The obtained results can be used in AC drives with moderate requirements for the quality of torque and speed control, such as electric vehicles, pumps, fans, etc.

VECTOR CONTROL IN FIELD WEAKENING MODE, ASYNCHRONOUS MOTOR, MAGNETIC SYSTEM SATURATION, CONTROL ALGORITHM, OBSERVER, START-UP, ELECTRIC VEHICLE, VOLTAGE LIMITS

					141.61202.001.MD			
Var	Pg.	№ Doc.	Sign.	Date				
Develop.		Borshch R.I.			« Vector control induction motors in the field weakening mode with regard magnetization curve» Summary	L.	Page.	Pages
Check.		Kovbasa S.M.					7	113
N.Contr.								
Appr.		Peresada S.M.						

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ	10
ВСТУП.....	12
АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД	15
Висновки до 1 розділу	28
РОЗДІЛ 2 АЛГОРИТМИ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ	29
2.1 Алгоритм модифікованого частотного керування моментом	29
2.2 Алгоритм системи непрямого векторного керування моментом.....	31
2.3 Синтез спостерігача поточкозчеплення.....	37
2.4 Обмеження напруги в системі векторного керування	38
2.5 Алгоритм непрямого поліорієнтованого керування швидкістю	40
Висновки до розділу 2	43
РОЗДІЛ 3 АЛГОРИТМИ ОСЛАБЛЕННЯ ПОЛЯ.....	44
3.1 Частотне керування.....	44
3.2 Традиційний алгоритм.....	45
3.3 Алгоритм формування заданого поточкозчеплення.....	47
3.4 Алгоритм ослаблення поля при обмежені напруги та з спостерігачем поточкозчеплення.....	50
Висновки до 3 розділу	52
РОЗДІЛ 4 ВРАХУВАННЯ КРИВОЇ НАМАГНІЧУВАННЯ АД.....	53
4.1 Математична модель АД з врахуванням насичення магнітного кола	55
Висновки до розділу 4	61
5. ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІКИ АЛГОРИТМІВ ОСЛАБЛЕННЯ ПОЛЯ МЕТОДОМ МАТЕМАТИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ.....	62

5.1 Дослідження динаміки розімкненого керування з використанням обмеження	62
5.2 Дослідження динаміки стандартного алгоритму ослаблення поля без обмежень	67
5.3 Дослідження динаміки алгоритму формування заданого потокозчеплення	73
5.4 Дослідження динаміки алгоритму ослаблення поля з обмеженням зі спостерігачем потокозчеплення.....	77
5.5 Дослідження алгоритму ослаблення поля з обмеженням зі спостерігачем потокозчеплення з врахуванням кривої намагнічування в двигуні.....	80
5.6 Дослідження динаміки алгоритму ослаблення поля з обмеженням зі спостерігачем потокозчеплення з врахуванням кривої намагнічування.....	84
5.7 Дослідження динаміки векторного керування швидкістю з використанням традиційного алгоритму	87
Висновки до 5 розділу	88
РОЗДІЛ 6 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ	89
6.1 Опис ідеї та технологічний аудит проекту	89
6.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту	91
6.4 Аналіз пропозиції та умов конкуренції в галузі	94
6.6 Аналіз факторів конкурентоспроможності та SWOT-аналізу	96
6.8 Розроблення ринкової стратегії проекту.....	99
6.9 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту	101
Висновок до 6 розділу.....	103
ЗАГАЛЬНИЙ ВИСНОВОК.....	104
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	106

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ

ЕТЗ	–електричні транспортні засоби(new energy vehicles).
АД	– асинхронний двигун;
ПЧ	– перетворювач частоти;
МТРА	– максимізація співвідношення момент-струм статора (Maximum Torque per Ampere);
(a-b)	– позначення стаціонарної системи координат;
(d-q)	– позначення системи координат, орієнтованої за вектором потокозчеплення ротора для АД і СД, або ЕРС мережі для ВКВ;
ε_0	– кутове положення обертової системи координат (d-q) відносно стаціонарної (a-b);
ω_0	– кутова швидкість обертання системи координат (d-q);
ω	– кутова швидкість ротора;
ω^*	– задана кутова швидкість ротора;
R_1	– активний опір статора
R_2	– активний опір ротора
L_1	– індуктивність статора;
\hat{L}_1	– оцінена індуктивність статора;
$L_{1\sigma}$	– індуктивність розсіювання статора;
L_2	– індуктивність ротора;
L_{2H}	– номінальне значення індуктивності ротора;
\hat{L}_2	– оцінена індуктивність ротора;
$L_{2\sigma}$	– індуктивність розсіювання ротора;
L_m	– індуктивність намагнічуючого контуру;

L_{mH} ,	– номінальне значення індуктивності контуру намагнічування;
\hat{L}_m	– оцінена індуктивність намагнічуючого контуру;
J	– момент інерції;
p_n	– кількість пар полюсів;
M	– електромагнітний момент двигуна
M^*	– заданий електромагнітний момент двигуна
M_c	– момент навантаження;
$ \psi $	– модуль вектору потокозчеплення ротора;
ψ^*	– задане значення потокозчеплення ротора;
$\dot{\psi}^*$	– перша похідна заданого значення потокозчеплення ротора;
$\ddot{\psi}^*$	– друга похідна заданого значення потокозчеплення ротора;
$\hat{\psi}$	– оцінене значення потокозчеплення ротора;
i_a, i_b	– компоненти вектору струму статора в системі координат (a-b);
i_d, i_q	– компоненти вектору струму статора в системі координат (d-q);
u_a, u_b	– компоненти вектору напруги статора в системі координат (a-b);
u_d, u_q	– компоненти вектору напруги статора в системі координат (d-q);
ψ_a, ψ_b	– компоненти вектору потокозчеплення статора в системі координат (a-b);
ψ_d, ψ_q	– компоненти вектору потокозчеплення ротора в системі координат (d-q);

ВСТУП

Векторно-керовані асинхронні електроприводи знайшли широке застосування в сучасній промисловості. Більшість алгоритмів векторного керування асинхронними двигунами дозволяють отримати надійне рішення. Безпосереднє вимірювання кутової швидкості в системі використовується для отримання заданого керування їх координатами.

АД застосовуються в великій кількості систем керування. Пристроєм які працюють на швидкостях вище номінальної, такі як верстати ЧПУ, електромобілі, необхідно точно регулювати швидкість в високошвидкісних режимах. Головна проблема це присутність обмеження напруги в ланці постійного струму, тому високі швидкості досягаються шляхом ослаблення поля.

Актуальність роботи. На сьогоднішній день існує потреба в алгоритмах векторного керування АД, які, як відомо, є чутливими до параметричних збурень.

Крім зміни активного опору статора та ротора, в АД через насичення матеріалу магнітопроводу відбуваються зміни в контуру намагнічування які є суттєвими. Якщо працювати на номінальній швидкості з номінальним потокозчепленням то зміни індуктивності контуру намагнічування, малі. Наприклад, при роботі на швидкості вище номінальної, або при використанні оптимізації системи керування, параметри контуру намагнічування, значно збільшується.

Мета та задачі дослідження. дослідження впливу нелінійності кривої намагнічування на процеси ослаблення поля у асинхронному векторно-керованому електроприводі, та підвищення показників якості керування в системах керування АД за рахунок врахування нелінійності магнітної системи.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Виконати аналітичний огляд існуючих рішень по ослабленню поля та зробити відбір алгоритмів керування для порівняння.

2. Розробити пакет моделюючих програм для синтезованих алгоритмів керування двигунами з урахуванням насичення для дослідження динамічних і статичних показників якості керування вихідними координатами.

3. Дослідити існуючі алгоритми векторного керування в режимі ослаблення поля методом математичного моделювання.

4. Дослідити вплив кривої намагнічування на процеси ослаблення поля.

Об’єктом дослідження є процеси керування перетворенням енергії у векторно-керованих АД.

Предметом дослідження є алгоритми ослаблення поля векторного керування моментом, частотного керування і швидкістю асинхронного двигуна з врахуванням насичення магнітної системи двигуна.

Наукова новизна полягає у встановленні властивостей та показників якості керування алгоритмів ослаблення поля з використанням переходу до розімкненого керування і використанні спостерігача вектору потокозчеплення ротора.

Практичне значення результатів: алгоритми керування які досліджено в роботі можуть бути використані для створення керуючих пристроїв, що працюють в режимах керування моментом на швидкостях вище номінальної, зокрема в електроприводах електричних транспортних засобів.

Апробація роботи. За темою магістерської роботи було підготовлено доповідь на загально університетській міжнародній науково-технічній конференції молодих учених, аспірантів і студентів «Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики», НТУУ "КПІ", Київ, грудень 2019, секція якої «Автоматизація електромеханічних систем та управління ними»

Публікації. За темою магістерської роботи було опубліковано 1 статтю в міжнародній науково-технічній конференції молодих учених, аспірантів і студентів за темою «Емулятор динаміки електричного транспортного засобу» та 1 статтю за темою «Емулятор динаміки електричного транспортного засобу: результати експериментального тестування»

Загальний обсяг роботи. Магістерська дисертація складається зі змісту , переліку умовних скорочень та позначень, 6 розділів, загального висновку, списку використаної літератури. Загальний обсяг роботи становить 113 сторінок , 40 рисунків, 17 таблиць та 68 посилання.

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

В умовах зростаючої економіки попит на електроавтомобілі зріс. Транспортні засоби, що працюють на паливі, виділяють вуглекислий газ та оксид азоту, спричиняючи парниковий ефект на клімат та токсичний вплив на здоров'я людей [1,2]. Більше того, велика кількість споживання дизельного палива спричинила світову енергетичну кризу. Згідно зі статистичними даними, збільшення на дві третини споживання нафти відбувається за рахунок транспортних галузей, що вкрай несприятливо для сталого розвитку людського суспільства[3,4].

Керуючись глобальними цілями зменшення викидів у Паризькій кліматичній угоді, нові електричні транспортні засоби (ЕТЗ) стали важливим напрямком розвитку автомобільної промисловості [5,6]. Поки європейські країни та їхні виробники автомобілів планують обмежити продажі автомобілів внутрішнього згорання, план розвитку промисловості ЕТЗ (2021–2035) був оприлюднений урядом Китаю, в якому цілі встановлюються на наступні 15 років. Згідно зі статистикою Китайської асоціації автомобільних виробників (СААМ), виробництво та продаж ЕТЗ у Китаї досягли відповідно 1,2242 та 1,206 млн одиниць у 2019 році [7], 1,366 та 1,367 млн одиниць відповідно у 2020 році.

Порівняно з промисловими двигунами, тягові двигуни ЕТЗ повинні бути пристосовані до важких умов експлуатації. Режими їх роботи часто змінюються між керуванням автомобілем та генерацією енергії. Автомобільна промисловість вимагає забезпечення низки критеріїв: високої надійності, низьких рівнів шуму та вібрації, великої вискоєфективної робочої зони, а також відповідного співвідношення цін. Окрім цього необхідно забезпечити часті запуски та зупинки, високу швидкість прискорення або уповільнення, високий крутний момент на низькій швидкості, велику потужність при високошвидкісному підйомі автомобіля [8,9]. Тягові двигуни та електронні контролери силових двигунів є основними частинами для перетворення електромеханічної енергії в ЕТЗ [10,11].

Системи електричних трансмісій, вбудовані шестерні, зчеплення та інші механічні компоненти з тяговими двигунами та регуляторами двигуна, також є незамінною частиною системи ЕТЗ. Структура транспортного засобу різко спрощуються в електромеханічній системі, топологія якої суттєво впливає на показники ЕТЗ [12].

Отже, вимоги до електроприводу в системі ЕТЗ включають в основному такі аспекти:

- високу щільність крутного моменту та хорошу можливість контролю крутного моменту для динамічних характеристик автомобіля;
- надійність та довговічність для необхідної безпеки та життя автомобіля;
- високу ефективність у робочому спектрі [13,14] та високе співвідношення продуктивності та витрат для енергетичної економіки та капітальних вкладень користувачів.

Системи векторного керування асинхронними двигунами (АД) широко використовуються в сучасному електротранспорті [15, 16]. Для таких систем характерна робота у високо динамічних режимах, а також робота зі значним ослабленням поля. Класичний алгоритм формування заданого потокозчеплення з ослабленням поля [15], не дозволяє повною мірою використовувати напругу перетворювача, а також може призводити до роботи контурів регулювання струму в режимі обмеження. На сьогоднішній день в літературі можна зустріти велику кількість алгоритмів ослаблення поля для вирішення цієї проблеми, проте більшість з них опирається на математичну модель АД без врахування кривої намагнічування.

Частотне керування АД із різними законами керування, такі як U/f , U/f^2 , автор Костенко М. П. [17], розглядається як найпростіше керування, де можливо здійснити ослаблення поля. Розвиток та застосування систем частотного

керування продовжується на сьогодні [3 – 5]. Сучасний розгляд частотного керування наведений в [15, 18 – 24].

Головною перевагою частотного керування є простота реалізації, для експлуатації електроприводу з найпростішою системою частотного керування достатньо знати тільки номінальні параметри двигуна. Складні алгоритми частотного керування потребують інформацію параметрів статорного кола АД, які отримуються завдяки тестам ідентифікації.

В сучасних системах частотного керування покращують статичні та динамічні характеристики. Головний недолік – це метод керування, який є скалярний і тому в даному методі не забезпечується асимптотичне відпрацювання кутової швидкості та моменту, а також регулювання швидкості вище номінальної.

Сучасна теорія бездавачевого керування належить до адаптивного керування нелінійними багатовимірними об'єктами, яка має невимірювані регульовані координати векторів (кутова швидкість та вектор потокозчеплення ротора).

Однак для вимірювання можна використовувати лише дві з п'яти змінних стану (струми статора), а вектор потокозчеплення ротора та швидкість не вимірюються. Модель АД, через не вимірювання основних змінних, піддається невідомим збуренням та параметрам, що також ускладнює роботу, головними є зміни параметрів моделі та невідомий момент навантаження. Важливо також зазначити, що ці збурення містяться в правій частині рівнянь АД. Вихід цих рівнянь не вимірюється, тобто координати регулювання не тільки не вимірюються, але також мають невідомі похідні. Тому будь-який існуючий метод аналізу не може бути безпосередньо використаний для вирішення проблеми бездавачевого керування АД.

Реалізація високих динамічних характеристик електроприводів у системі полеорієнтованого керування моменту або швидкості, вимагає інформацію про кутове положення (кутову швидкість) у всьому діапазоні швидкостей

(включаючи нуль). У багатьох технологічних процесах, електроприводи є частиною схеми регулювання швидкості або положення, тому інформація від датчика швидкості (положення) надаватиме повну інформацію про технологічний процес.

В [25] запропоновано варіанти алгоритмів керування АЕП у зоні високих швидкостей двигуна з оптимізацією його моменту. Для розширеної моделі АД [15] отримано граничні характеристики при максимізації моменту в зоні високих швидкостей та показано істотне зростання перевантажувальної здатності приводу. що на характеристики векторно-керованих АД з максимізацією моменту в режимі ослаблення поля значний вплив мають варіації активних опорів двигуна та більшою мірою коливання напруги ланки постійного струму силового перетворювача приводу. Показано, що вплив зазначених параметричних збурень може значно зменшити момент двигуна, або призвести до непрацездатності електроприводу.

В [26] запропоновано для покращення характеристик АД, коли параметри сильно коливаються, фундаментально нова концепція екстремальної структури САК АД, заснована на нейромережі, інваріантній до параметрів. Синтезована за цією концепцією система максимізує момент АД у режимі ослаблення поля при врахуванні варіацій опорів двигуна та коливань напруги ланки постійного струму. Порівняння динамічних властивостей САК АД з оптимізацією моменту але без компенсування впливу змін параметрів запропонованій у даній роботі САК АД є параметрично інваріантною оптимізацією моменту засвідчило, що істотно кращу швидкодію останньої у процесах розгону на високих швидкостях двигуна.

В роботі [27] розглядається поліпшення показників режиму гальмування АД завдяки максимізації моменту, за допомогою ослаблення поля. Завдяки максимізації моменту асинхронного двигуна у зоні ослаблення поля, момент двигуна в режимі рекуперативного гальмування зростає на (30...37) %. Збільшення струму супроводжується зменшенням середнього значення

показника оптимальності моменту та інтервалу швидкості з істотним ефектом оптимізації.. Динамічний процес в екстремальній САК асинхронного двигуна характеризується зменшенням часу гальмування у зоні високих швидкостей на 15 %.

У роботі [28] представлено керування ослабленням поля асинхронного двигуна, яке максимізує коефіцієнт потужності та потужність вихідного крутного моменту у стаціонарному та перехідному режимі. Розглядаючи як межу напруги, так і межу струму системи, можна отримати рівняння оптимального крутного моменту в області послаблення поля. Робоча частота порівнюється з частотою переходу для визначення області роботи ослаблення поля. У звичайному векторному керуванні асинхронною машиною втратами нехтують. Ігнорування втрат заліза в моделі асинхронного двигуна спричиняє помилки в розрахунку потоку ротора, ковзання та крутного моменту, і ці помилки призводять до погіршення продуктивності. Результати моделювання вказують на ефективність підвищення продуктивності приводу в області ослаблення поля.

В [29] робота заснована на дослідженні векторного керування стратегією управління асинхронним двигуном з ослабленням поля. Вихідний крутний момент знижується, щоб поліпшити динамічні характеристики. На основі існуючої стратегії керування з ослабленням поля зі зворотним зв'язком по напрузі помилка відстеження крутного моменту обробляється при обчисленні еталонного струму збудження.

У статті [30] пропонується новий спосіб управління траєкторією напруги для роботи асинхронних двигунів з ослабленням поля. Представлений метод не вимагає довідкової таблиці і знижує чутливість параметра. Крім того, напруга проміжного контуру може бути повністю використаною, так щоб напруга переміщувалась по шестикутній траєкторії просторового вектору напруги. Різниця між періодом перемикання і сумою активних часів перемикання для інверторного ШІМ-управління використовується для управління ослабленням поля. При підсумовуванні активних часів перемикання, менших, ніж період

перемикання, зберігається постійний крутний момент. Плавний і автоматичний перехід між двома областями ослаблення поля може бути досягнутий за допомогою обчисленого струму по осі q , який обмежується по напрузі, і максимальному моменту відриву.

Через обмеження вихідної напруги інвертора, регулятор струму асинхронних двигунів (ІМ) схильний до насичення під час перехідного процесу в області ослаблення поля. Ця проблема зростання напруги серйозно погіршує динамічні характеристики управління ослабленням поля ІМ. Для вирішення цієї проблеми в статті [31] пропонується метод перерозподілу напруги на основі кутовий компенсації. Пропонований метод може повертати вихідну команду напруги від регулятора струму для збільшення запасу напруги по осі D . У порівнянні зі звичайним керуванням ослабленням поля, пропонований метод може ефективно уникнути флуктуаційного струму і забезпечити більш плавну роботу в області ослаблення поля.

У статті [32] пропонується алгоритм перемодуляції, заснований на фундаментальному принципі еквівалентної напруги, для збільшення максимального вихідного крутного моменту управлінням ослаблення поля. Використовуючи запропонований підхід, можна отримати вектор напруги у вигляді шестикутника, що призведе до оптимального використання напруги в ланці постійного струму. Крім того, фазова затримка в векторі напруги виключається за допомогою посилення на окружність. Щоб ще більше виключити вплив гармоніки на регулятор струму, використовується фільтр Баттерворта для фільтрації гармонійних складових в струмі зворотного зв'язку.

У [33] враховується формування тимчасової напруги для швидкої реакції на динамічні зміни. Метод застосований до нелінійної системи управління ротором з використанням нелінійного зворотного зв'язку. Така система забезпечує повну розв'язку між механічними і електричними змінними, що дуже вигідно, особливо в області ослаблення поля.

В [34] пропонується можливе вирішення проблеми оцінки швидкості при зміні умов потоку. Оцінювач швидкості модифікується таким чином, що зміна миттєвого рівня магнітного потоку, під час роботи в умовах ослаблення поля, розпізнається і належним чином адаптується до нього в будь-який час.

В [35] пропонується процедура застосування управління демпфуванням до системи з асинхронним двигуном в одно імпульсному режимі. В цьому режимі амплітуда вектору напруги підтримується постійної і визначається напругою конденсатора фільтра. Отже, існує ймовірність того, що коливання напруги конденсатора фільтра погіршують характеристики управління крутним моментом через коливання магнітного потоку ротора. У зв'язку з цим досліджуються коливання напруги конденсатора фільтра і динаміка магнітного потоку ротора по частотним характеристикам. Це показує, що Інвертоване значення резонансної частоти вхідного LC-фільтра має бути нижче, ніж вторинна постійна часу асинхронного двигуна, щоб уникнути впливу коливань напруги конденсатора фільтра на коливання магнітного потоку ротора.

В [36] пропонується алгоритм ослаблення поля на основі моделі управління з прогнозуванням (MPC) для тягового електромобіля, що використовує низьковольтний асинхронний двигун. Для управління струмом двигуна встановлюється співвідношення станів розширеного прогнозування між напругою статора і струмом, що створює магнітний потік. Стійку помилку можна усунути за допомогою інтегратора, вбудованого в розширене рівняння. Загальне управління зі зворотним зв'язком представлено, де власні значення системи регулюються в реальному часі для різних діапазонів швидкості, відповідно продуктивність контролера може бути оцінена за допомогою амплітуди власних значень.

Під час перехідних станів, наприклад під час прискорення і уповільнення, інвертор, який використовується в приводі асинхронного двигуна, зазвичай працює з перемодуляцією, щоб ефективно використовувати напругу проміжного контуру. Крім базової швидкості, потік зазвичай зменшується пропорційно

швидкості, щоб розширити діапазон швидкостей приводних систем. Можливості приводу асинхронного двигуна в режимах перемодуляції і ослаблення поля важливі, особливо для електромобілів, де доступна потужність обмежена, а діапазон швидкостей необхідно збільшити, щоб уникнути використання механічних передач. У [37] представлені характеристики прямого управління крутним моментом (DTC) приводу з асинхронним двигуном в умовах перемодуляції і ослаблення поля для приводу DTC на основі контролера постійного крутного моменту.

В [38] пропонується стратегія управління ослабленням поля для поліпшення продуктивності трифазного асинхронного двигуна з живленням від трифазного інвертора з чотирма перемикачами в області високих швидкостей. Пропонується спосіб управління складової магнітного струму i_d і складовою крутного струму i_q для області ослаблення поля. Запропонована стратегія перевірена моделюванням і підтверджена експериментальними результатами. Результати показують, що завдяки застосуванню запропонованої стратегії характеристики швидкості-моменту і ККД двигуна поліпшуються в високошвидкісній області.

В [39] пропонується нове управління ослабленням поля з урахуванням насичення інвертора напругою для асинхронного двигуна з векторним керуванням. Пропонований метод дозволяє поліпшити характеристики вихідного моменту в області ослаблення поля. Ефективність запропонованого методу підтверджена результатами чисельного моделювання та експериментальними результатами.

У статті [40] пропонується використовувати регулятори змінного насичення для приводів з асинхронним двигуном, що працюють в області ослаблення поля. Традиційна схема управління IRFO має компоненти струму по осі d , крутний момент, потік ротора і контури швидкості з чотирма контролерами PI-типу. Система управління SFO-SM являє собою схему прямого управління крутним моментом - просторової векторної модуляції (DTC-SVM) із замкнутими

контурами крутного моменту і потоку статора без регуляторів струму PI-типу. Обидві схеми управління використовують регулятори з регульованим насиченням таким чином, що досягається максимальне використання напруги на шині постійного струму і запобігають проблеми з перевантаженням по струму.

В [41] досліджується поліпшення перехідних характеристик для приводу асинхронного двигуна з непрямим керування потокозчеплення (IFO) з функцією ослаблення поля. У запропонованому методі ефект насичення враховується шляхом подання його за допомогою підібраного квадратичного полінома магнітного струму. Струм магнітного потоку складається з трьох частин, а саме компонентів холостого ходу, компенсований навантаженням і компенсованих перехідних процесів. Перший представлений поліном третього порядку швидкості ротора, який оцінюється на холостому ході для врахування впливу нелінійної кривої намагнічування і обмеження номінальної напруги двигуна. Що стосується останніх двох компонентів, вони використовуються для подальшого ослаблення поля, так щоб характеристики відстеження потокозчеплення під час навантаження і перехідного процесу поліпшувалися.

У статті [42] визначено ключові конструктивні параметри ІМ, необхідні для досягнення тягової характеристики в рамках обмежених джерел живлення. Як приклад був використаний асинхронний двигун потужністю 120 кВт для електричного транспортного засобу, та використовувався як еталонний результат. Запропонована процедура проектування застосовується для переробки двигуна та покращення її підвищених швидкодіючих характеристик. Представлено вдосконалення з точки зору ефективності та можливості послаблення поля. Експериментальні результати контрольного двигуна використовуються для перевірки наступних модельних досліджень, про які повідомляється в [42]. Нарешті, показано, що ідентифіковані параметри подібні до безщіткових двигунів з постійними магнітами. Таким чином, можна зробити висновок про узагальнену конструкцію машини.

У роботі [43] представлений новий алгоритм регулювання струму для асинхронних машин, який забезпечує безперебійну роботу та максимальну потужність крутного моменту на ампер по всій ослабленій області. Алгоритм забезпечує надійне регулювання струму з можливістю максимального крутного моменту, незважаючи на значні зміни в джерелі напруги та параметрах машини. Алгоритм визначає, коли регулятор струму починає насичуватися, і визначає оптимальну команду струму осі d для машини. Команда струму q -осі визначається як функція команди крутного моменту та зворотного зв'язку струму d -осі. У ослабленому полем потоці контролюється струм осі q , щоб він не перевищував максимальний струм осі q . Максимальний струм по осі q обчислюється на основі максимальної частоти ковзання, яка є функцією частоти ротора. Струм осі q має максимальний струм осі q (у режимі руху) вказує на те, що машина увійшла в ослаблену полем область II, а струм осі q обмежений максимальним значенням. Експериментальні результати прототипу приводу показують, що алгоритм забезпечує хороший загальний динамічний відгук і плавні переходи в ослаблену полем область з максимальною здатністю крутного моменту на ампер у всіх чотирьох квадрантах роботи.

Для нових поколінь приводу асинхронної машини (легких тягових автомобілів) . Обраний метод в [44] який орієнтований на потік ротора векторного керування за новою стратегією послаблення поля. Запропонована стратегія послаблення поля на перший погляд близька до концепції регулювання напруги. Однак філософія та принципи методу різняться, ослаблення поля виконується з інформації про насиченість контролерів струму. «Серцем» методу є регулятор глибини модуляції, який дозволяє уникнути насичення контролерів струму та забезпечує керованість приводу за будь-яких умов. Стратегія ослаблення поля, яка є своїм родом адаптивним керуванням. Регулятор глибини модуляції, природно, досягає максимально можливого потоку в машині і машина може забезпечити максимальний крутний момент. Дуже важливим внеском запропонованого регулятора є те, що не використовується зворотний зв'язок від

напруги ланки постійного струму (використовується зворотний зв'язок напруги постійного струму лише в колах керування, що обробляють рух електротранспорту). Це значно покращує захист тягового приводу від коливань вхідного фільтра постійного струму. Іншим важливим внеском є те, що розроблена стратегія послаблення поля робить можливим стабільну роботу тягового перетворювача в надмодуляції (близької до шестиступеневого режиму) зі звичайною ШІМ на основі несучої (без необхідності спеціального алгоритму для безперервного переходу в шестиступеневий режим). Це дозволяє збільшити напругу двигуна і, отже, збільшити максимальний крутний момент приводу. На основі моделювання та експериментальних даних можна зробити висновок, що використання $U_{m_max} = 2$, тоді максимальна напруга перетворювача збільшується приблизно на 23%, а отже, крутний момент асинхронної машини збільшується приблизно на 50% (крутний момент асинхронної машини пропорційний квадрату напруги статора).

Стаття [45] стосується роботи в динамічному режимі асинхронного двигуна, що працює в режимі глибокого послаблення потоку. На основі математичної моделі асинхронного двигуна був реалізований алгоритм керування прямим вектором потоку (SDFVC). Описана схема управління для SDFVC. Амплітуда потоку статора регулюється складовою напруги осі d s , тоді як кут навантаження (і, отже, крутний момент) регулюється q s -компонентна напруга осі. Запропонований алгоритм підходить для недорогих приводів асинхронних двигунів, де точність оцінки швидкості не є обов'язковою і базується на спостереженні потоку статора із замкнутим циклом. Блок векторного управління реалізований за допомогою двох ПІ-регуляторів, на виході яких ці регулятори є опорними напругами в координатах статора, орієнтованими вздовж потоку статора. Автори вивчали поведінку системи приводу в зоні ослаблення поля, щоб отримати максимальний крутний момент, враховуючи обмеження, встановлені для струмів і напруги. Система також тестувалась у перехідних режимах прискорення та уповільнення, стаціонарний

режим також вивчався. Експериментальні дані, зібрані під час проведення випробувань системи приводу, коли застосовувався алгоритм управління, представлені та обговорені в кінці.

У роботі [46] представлена двовимірною модель насичення тягових двигунів постійного струму. Використовуються дві пошукові таблиці, які є виміряними кривими насичення для основних полюсів та інтерполів відповідно. Окрім насичення, викликаного струмами поля, виведено алгоритм, що враховує послаблення потоку, спричинене реакцією якоря. Представлено ефекти насичення на всі параметри індуктивності та змодельовано варіації індуктивності якоря як з насиченням основного полюса, так і з інтерпольним насиченням. Модель двигуна Simulink представлена для реалізації вищезазначених особливостей у моделюванні та використовується як імітатор візуалізації тягових двигунів постійного струму. Ця модель була збережена як бібліотека Simulink для подальших застосувань у дослідженні процесу комутації тягових двигунів постійного струму.

Асинхронні двигуни змінного струму стають дуже популярними для програм управління рухом завдяки своїй простій і надійній конструкції. Управління приводами на основі асинхронних двигунів змінного струму є досить складним завданням. У більшості високопродуктивних додатків в даний час використовується класичне векторне управління. Хоча цей метод управління, як правило, надійний, він має деякі обмеження, особливо в налаштуванні контролерів та обробці обмежень. У роботі [47] представлено метод управління індукційною машиною змінного струму, заснований на модельному прогностному керуванні, включаючи стратегію послаблення поля. Запропонований алгоритм управління був доведений та успішно перевірений при моделюванні. Алгоритм може керувати асинхронною машиною за допомогою чітко визначеної цілі управління замість складної настройки каскадних контролерів. Також перевірено роботу послаблення поля у високошвидкісному регіоні. Дуже цікавою є поведінка регулювання потоку,

коли магнітний потік підтримується на низькому рівні, коли не потрібен механічний крутний момент, що зменшує втрати. Алгоритм підготовлений для подальшої реалізації на реальній експериментальній системі

Висновки до 1 розділу

Існуючі методи векторного керування в режимі ослаблення поля забезпечують показники якості, але більшість не задовольняють вимогам в яких необхідно виконувати глибоке ослаблення поля.

Значна кількість алгоритмів практичного спрямування не мають суворої теоретичної бази, вони засновані, наприклад, на лінеаризації, робота тільки в усталених режимах, які не можуть бути надійно досягнуті на практиці (відкрита інтеграція, ідеальний диференціал), і вони не враховують криву намагнічування двигуна.

Більшість алгоритмів розраховані на великі потужності керуючого пристрою. що також буде тягнути за собою великі витрати.

Будуючись на результатах аналітичного огляду встановлено, що для вдосконалення існуючих алгоритмів ослаблення поля необхідно врахувати криву намагнічування двигуна. Для цього в роботі будуть досліджені основні алгоритми ослаблення поля АД, здійснена їх модифікація для застосування кривої намагнічування.

РОЗДІЛ 2 АЛГОРИТМИ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ

2.1 Алгоритм модифікованого частотного керування моментом

Для формування модифікованого алгоритму, коли струми статора не вимірюються тільки вимірюється кутова швидкість, та необхідно підвищити показники якості системи в випадку, відпрацювання заданого потокозчеплення. Використаємо модель з [48] в координатах (d-q):

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \mu_1(\psi_d i_q - \psi_q i_d), \\ \dot{i}_d &= -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta \psi_d + \beta p_n \omega \psi_q + \frac{1}{\sigma} u_d, \\ \dot{i}_q &= -\gamma i_q - \omega_0 i_d + \alpha \beta \psi_q - \beta p_n \omega \psi_d + \frac{1}{\sigma} u_q, \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha \psi_d + (\omega_0 - \omega) \psi_q + \alpha L_m i_d, \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha \psi_q - (\omega_0 - \omega) \psi_d + \alpha L_m i_q, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \varepsilon_0(0) = 0,\end{aligned}\tag{2.1}$$

де ω – кутова швидкість ротора, $(i_d, i_q)^T$ – компоненти вектору струму статора в системі координат (d-q), $(\psi_d, \psi_q)^T$ – компоненти вектору потокозчеплень ротора, $(u_d, u_q)^T$ – компоненти вектору напруги статора, M_c – момент навантаження, γ – коефіцієнт в'язкого тертя, $\mu_1 = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2}$.

Додатні константи, що відносяться до електричних і механічних параметрів АД, визначені в такий спосіб

$$\sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right), \beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}, \mu = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{J L_2}, \alpha = \frac{R_2}{L_2}, \gamma = \left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta \right),\tag{2.2}$$

де J – повний момент інерції ротора, R_1, R_2, L_1, L_2 – опори й індуктивності статора і ротора відповідно, L_m – індуктивність намагнічуючого контуру, p_n – число пар полюсів.

Вектор зміни стану дорівнює $x = (\omega, i_d, i_q, \psi_d, \psi_q)^T$ та вектор заданих значень $x^* = (\omega^*, i_d^*, i_q^*, \psi^*, \psi^*)^T$, де задане значення вектору потокозчеплення $\psi^* > 0$, вектор похибок відпрацювання:

$$\tilde{x} = x - x^* = (\tilde{\omega}, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T \quad (2.3)$$

Використовуючи рівняння потокозчеплення ротора по осям (d-q) з рівняння (2.1) заходимо рівняння алгоритму керування потокозчеплення ротора:

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*) \\ \omega_0 &= \omega^* + \alpha L_m \frac{\dot{i}_q^*}{\psi^*}, \end{aligned} \quad (2.4)$$

Рівняння динаміки похибок потокозчеплення мають вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha \tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_q + \alpha L_m \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha \tilde{\psi}_q - (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_d + \alpha L_m \tilde{i}_q + \psi^* \tilde{\omega} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Використовуючи рівняння струмів з моделі по осям (d-q) (2.1) знайдено рівняння алгоритму керування напруги форми статора:

$$\begin{aligned} u_d &= \sigma(\gamma i_d^* - \omega_0 i_q^* - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_d^*) \\ u_q &= \sigma(\gamma i_q^* + \omega_0 i_d^* + \beta \omega \psi^* + \dot{i}_q^*) \end{aligned} \quad (2.6)$$

Рівняння динаміки похибки відпрацювання заданого моменту (2.1) має вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}} &= \mu[(\psi^* + \psi_d^*) i_q^* + \psi^* \tilde{i}_q + \tilde{\psi}_d i_q^* - \tilde{\psi}_q i_d^* - \tilde{\psi}_q \tilde{i}_d] - \\ &\quad \frac{M_c}{J} - \frac{v \omega^*}{J} - \frac{v \tilde{\omega}}{J} - \dot{\omega}^* \end{aligned} \quad (2.7)$$

Алгоритм відпрацювання заданого моменту навантаження має вигляд з (2.7):

$$i_q^* = \frac{M^*}{\mu \psi^*} \quad (2.8)$$

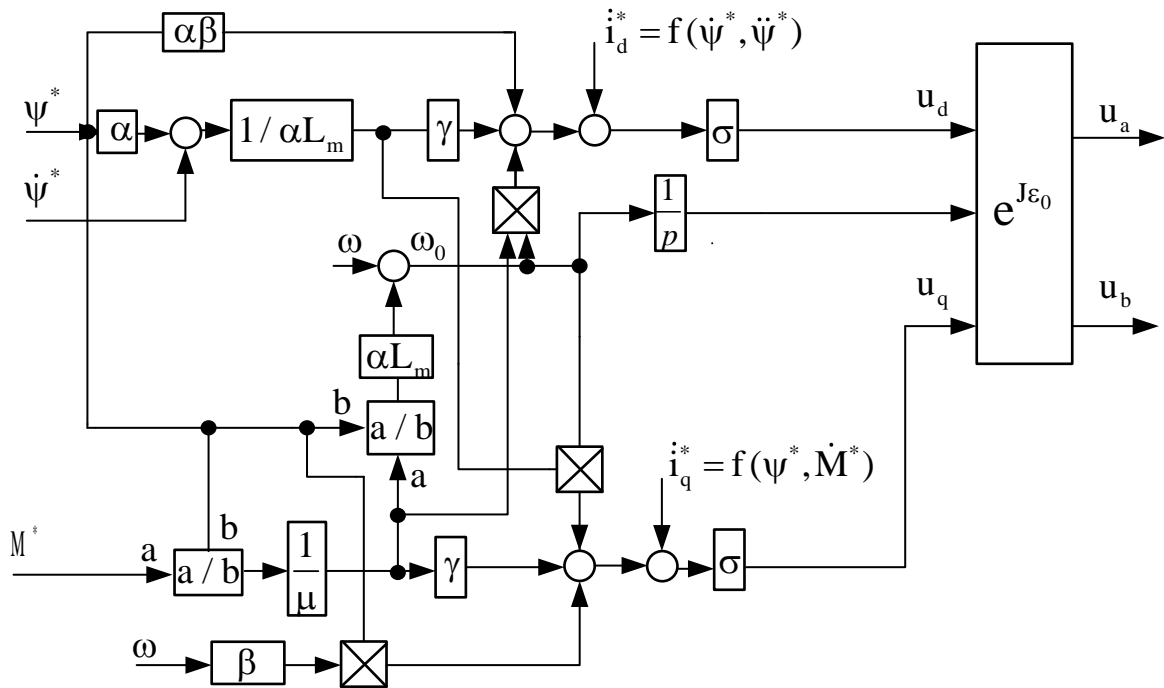


Рисунок 2.1 – Структурна схема алгоритму модифікованого частотного керування з заданим моментом

2.2 Алгоритм системи непрямого векторного керування моментом

Для моделювання систем керування АД прийнято використовувати математичну модель, яка записується в стаціонарній системі координат (a – b) [48],[49]:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c) - v\omega, & M &= \mu(\psi_{2a}i_{1b} - \psi_{2b}i_{1a}), \\ \dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha\beta\psi_{2a} + \beta p_n \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a}, \\ \dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha\beta\psi_{2b} - \beta p_n \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b}, \\ \dot{\psi}_{2a} &= -\alpha\psi_{2a} - p_n \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\ \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha\psi_{2b} + p_n \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b}, \end{aligned} \quad (2.9)$$

де ω – кутова швидкість ротора, $(i_{1a}, i_{1b})^T$ – компоненти вектору струму статора в системі координат $(a-b)$, $(\psi_{2a}, \psi_{2b})^T$ – компоненти вектору потокозчеплень ротора, $(u_{1a}, u_{1b})^T$ – компоненти вектору напруги статора, M_c – момент навантаження, ν – коефіцієнт в'язкого тертя. Додатні константи, що відносяться до електричних і механічних параметрів АД, визначені в такий спосіб

$$\sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right), \beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}, \mu = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{J L_2}, \alpha = \frac{R_2}{L_2}, \gamma = \left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta \right), \quad (2.10)$$

де J – повний момент інерції ротора, R_1, R_2, L_1, L_2 – опори й індуктивності статора і ротора відповідно, L_m – індуктивність намагнічуючого контуру, p_n – число пар полюсів.

Алгоритм непрямого векторного керування АД записуються в синхронній системі координат $(d-q)$, яка обертається відносно стаціонарної системи координат з швидкістю ω_0 , як показано на рис. 2.2.

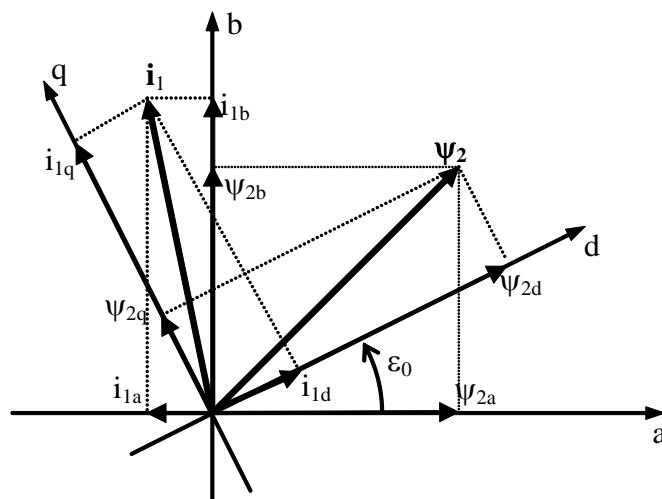


Рисунок 2.2. Схематичне позначення векторів АД

Перетворення координат визначаються:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq} &= \mathbf{e}^{-J\epsilon_0} \mathbf{x}_{ab} \\ \mathbf{x}_{ab} &= \mathbf{e}^{J\epsilon_0} \mathbf{x}_{dq} \end{aligned} \quad \text{де} \quad \mathbf{e}^{-J\epsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \epsilon_0 & \sin \epsilon_0 \\ -\sin \epsilon_0 & \cos \epsilon_0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

де \mathbf{x}_{yz} - показує двовимірний вектор напруги, потоку і струму статора, ε_0 – кутове положення системи координат $(d - q)$ відносно стаціонарної $(a - b)$.

Проблема в відпрацюванні заданої траєкторії моменту, що потокозчеплення сформулюється наступним чином [48]. При записанні алгоритму керування виконуються припущення, які при моделюванні будуть виконуватися:

A1. Струми статора та кутова швидкість ротора доступні для вимірювання.

A2. Параметри АД відомі і незмінні.

A3. Момент навантаження M_c невідомий, постійний та обмежений.

A4. Заданий момент навантаження M^* та задане потокозчеплення $\psi^* > 0$ є обмеженими функціями з обмеженнями: першою та другою похідними по часу.

За цих припущень розроблений алгоритм непрямого векторного керування забезпечує:

O1. Глобальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту та потокозчеплення, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \quad (2.12)$$

при умові обмеженості всіх внутрішніх змінних.

O2. Асимптотичне орієнтування по вектору потокозчеплення ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_q = 0 \quad (2.13)$$

O3. Асимптотичною лінеаризацію підсистеми швидкості до лінійної повністю керованої форми.

O4. Асимптотичну розв'язку процесів керування електромеханічними та електромагнітними координатами АД.

Синтез векторного алгоритму керування, що використовується для вимірювання вихідної потужності, здійснюється у два етапи: спочатку синтезується підсистема управління потоком, а потім синтезується підсистема управління швидкістю. Обидві ці підсистеми синтезуються за допомогою зворотного поетапного процесу проектування.

Структура алгоритму непрямого векторного керування містить [50][51]:

- розімкнутий регулятор модуля вектору потокозчеплення

$$\dot{i}_{ld}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*) , \quad (2.14)$$

$$\ddot{i}_{ld}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*) , \quad (2.15)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega p_n + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{lq}}{\psi^*} , \quad (2.16)$$

де ψ^* , $\dot{\psi}^*$, $\ddot{\psi}^*$ – задане значення модуля вектору потокозчеплення ротора та його перша і друга похідні відповідно.

- регулятор струму по осі (d) (польової складової струму статора)

$$\begin{aligned} u_{ld} &= \sigma \left(\gamma \dot{i}_{ld}^* - \omega_0 \dot{i}_{lq} - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_{ld}^* - k_i \tilde{i}_d - x_d \right), \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (2.17)$$

де $\tilde{i}_d = i_{ld} - i_{ld}^*$ – похибка відпрацювання струму по осі (d), u_{ld} – компонента вектору напруги статора по осі (d), $(k_i, k_{ii}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму.

- регулятор моменту навантаження

$$i_{1q}^* = \frac{1}{\mu_1 \psi^*} M^* \quad (2.18)$$

$$\dot{i}_{1q}^* = \frac{1}{\mu_1} \left(\frac{\dot{M}^*}{\psi^*} - \frac{M^* \dot{\psi}^*}{\psi^{*2}} \right) \quad (2.19)$$

де M^*, \dot{M}^* – заданий момент навантаження та перша похідна моменту завдання,

μ_1 - визначається як $\mu_1 = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2}$.

- регулятор струму по осі (q) (момент по утворюючої складової струму статора)

$$\begin{aligned} u_{1q} &= \sigma \left(\gamma i_{1q}^* + \omega_0 i_{1d} + \beta \omega p_n \psi^* + \dot{i}_{1q}^* - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q \right), \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (2.20)$$

де $\tilde{i}_q = i_{1q} - i_{1q}^*$ – похибка відпрацювання струму по осі (q) , u_{1q} – компонента вектору напруги статора по осі (q) .

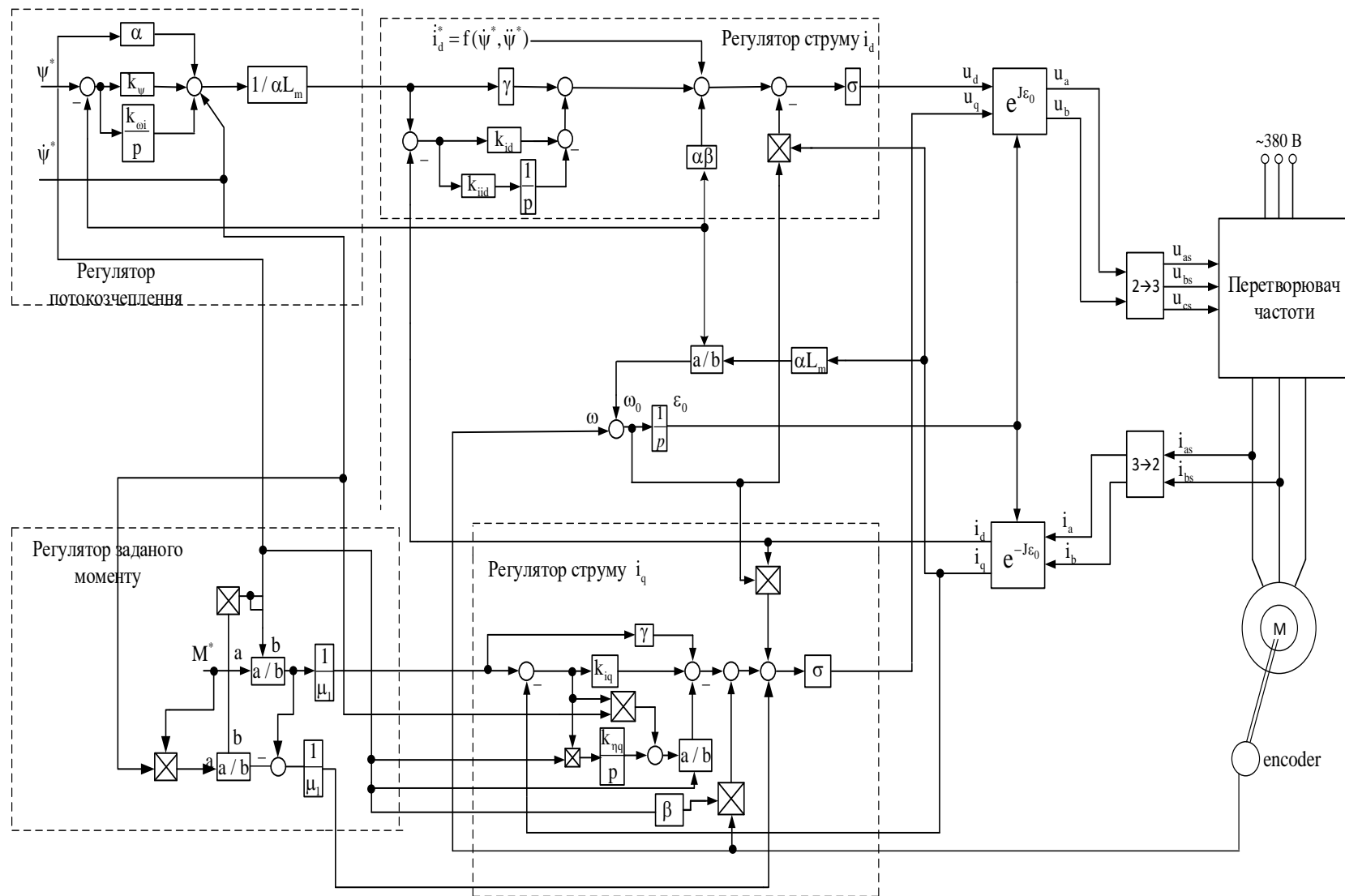


Рисунок 2.3 – Структурна схема непрямого векторного керування моментом

Висновки до розділу 2

В даному розділі було розглянуті алгоритми векторного керування такі як:

1. Алгоритм частотного керування моментом який є розімкненим алгоритмом проте використовує вимірювання швидкості для регулювання моменту.
2. Алгоритм непрямого векторного керування моментом який буде застосуватися для досліджень з використанням синтезованого спостерігача поточозчеплення та з реалізацією обмеження напруги для покращення показників якості системи.
3. Алгоритм непрямого векторного керування швидкості який буде використовуватися для порівняння.

РОЗДІЛ 3 АЛГОРИТМИ ОСЛАБЛЕННЯ ПОЛІА

3.1 Частотне керування

Алгоритм частотного керування реалізований рівняннями (2.4,2.6,2.8) статичні характеристики якого показані на рис. 3.1 та 3.2. Для наглядності виконано три досліді: при номінальному значенні заданого моменту $M_r = 15 \text{ Нм}$; при значенні $M_r = 10 \text{ Нм}$; при значенні $M_r = 5 \text{ Нм}$.

Якщо при моделюванні алгоритму частотного керування обмежити напругу $u_q \leq U_{q\text{max}}$ то в наслідок такого обмеження потік ψ_s буде автоматично просідати, як показано на рис. 3.1 та 3.2

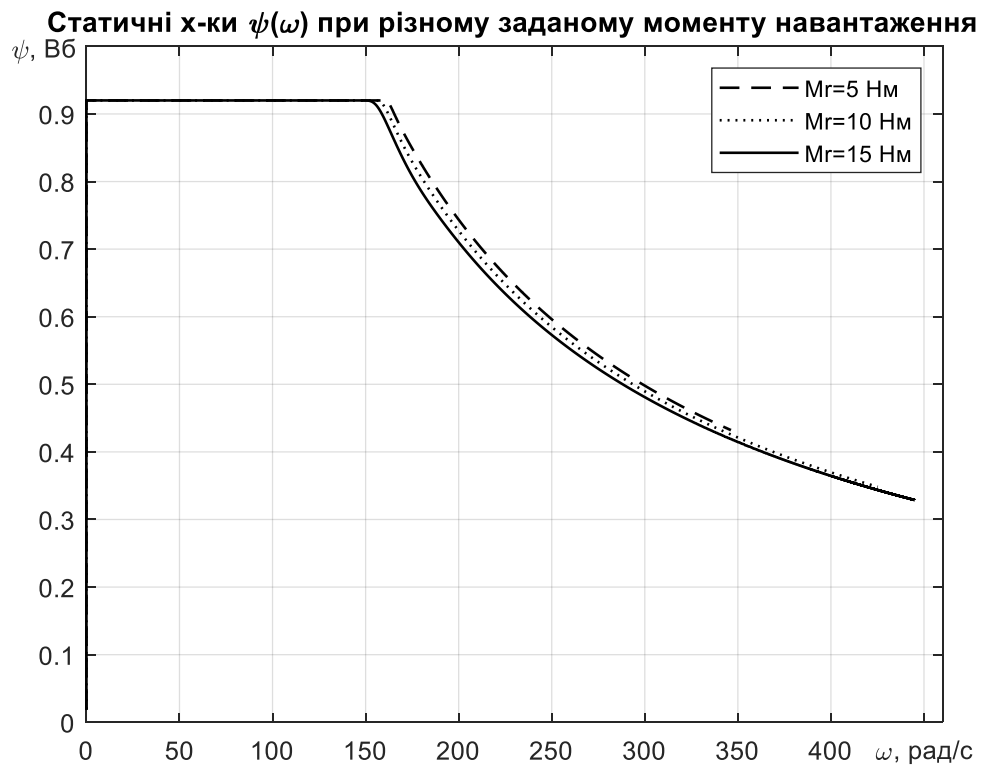


Рисунок 3.1 – Статичні характеристики $\psi_s(\omega)$

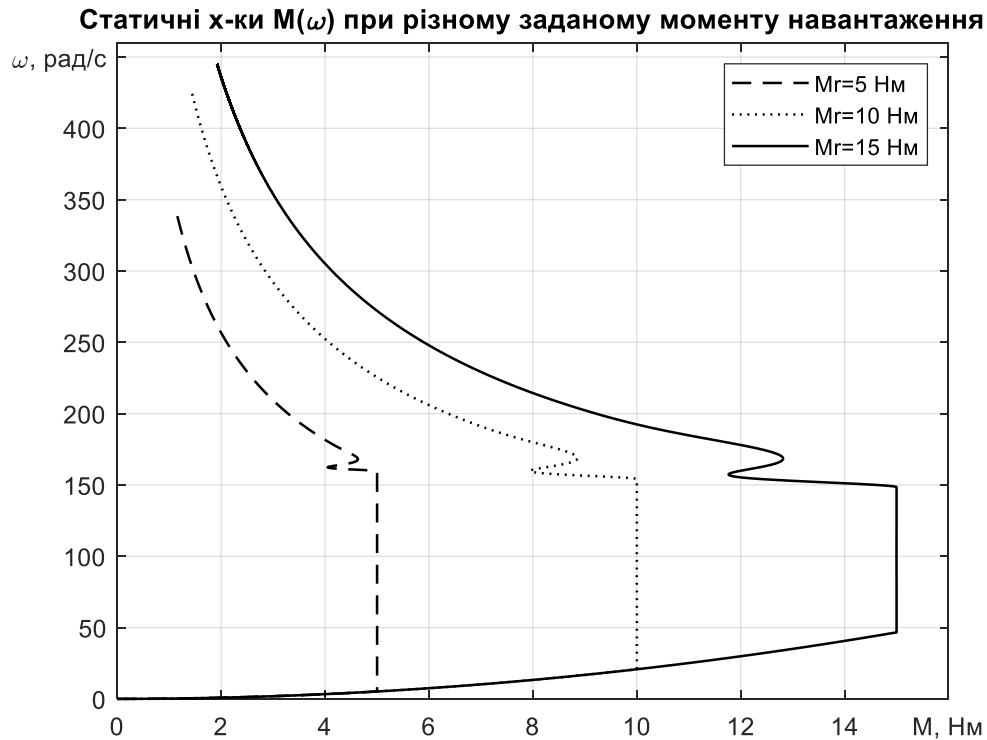


Рисунок 3.2 – Статичні характеристики $M(\omega)$

Як ми бачимо з рис. 3.2, що в розімкненому керуванні при використанні в рівнянні кутової швидкості ω_0 заданого значення потокозчеплення ψ^* , показники якості відпрацювання моменту при швидкості вище номінальної суттєво знижуються.

3.2 Традиційний алгоритм

Стандартний алгоритм ослаблення поля, досліджено методом математичного моделювання у складі системи керування моментом АД рівняння (2.14, 2.16-2.18, 2.20), та рівнянням формування заданого потокозчеплення:

$$\psi^* = \begin{cases} \psi_n^* n p u |\omega| \leq \omega_n \\ \psi_n^* \omega_n / |\omega| n p u |\omega| > \omega_n \end{cases} \quad (3.1)$$

де ψ^* - завдання модуля вектору потокозчеплення ротора, ψ_n^* - номінальне значення заданого потокозчеплення, ω_n - номінальне значення реальної швидкості.

Статичні характеристики якого показані на рис. 3.3 -3.4. Виконувалось три досліди: при номінальному значенні моменту $M_r = 15$ Нм; при значенні $M_r = 10$ Нм; при значенні $M_r = 5$ Нм.

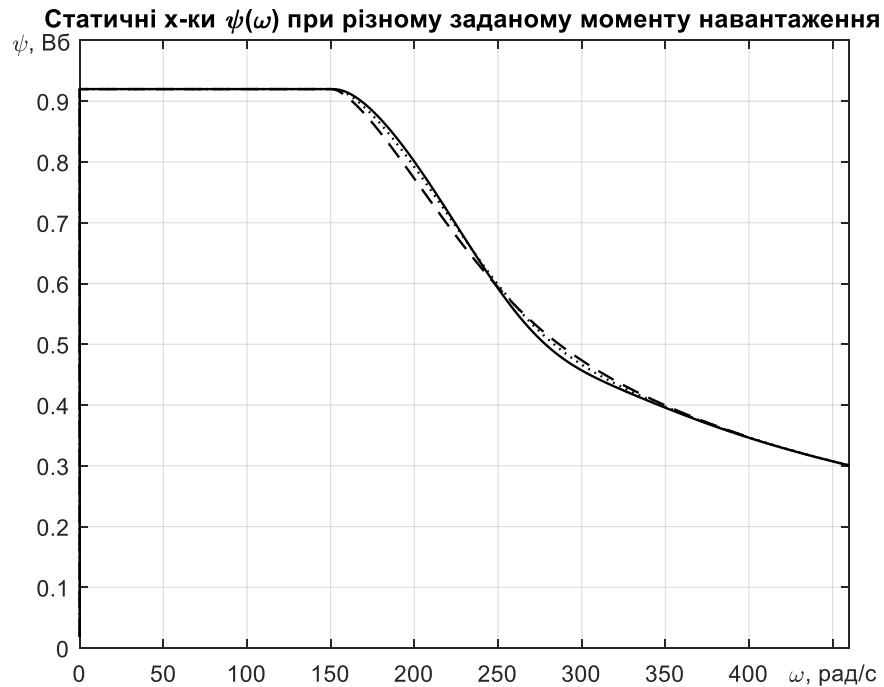


Рисунок 3.3 – Статичні характеристики $\psi_s(\omega)$ при традиційному алгоритмі

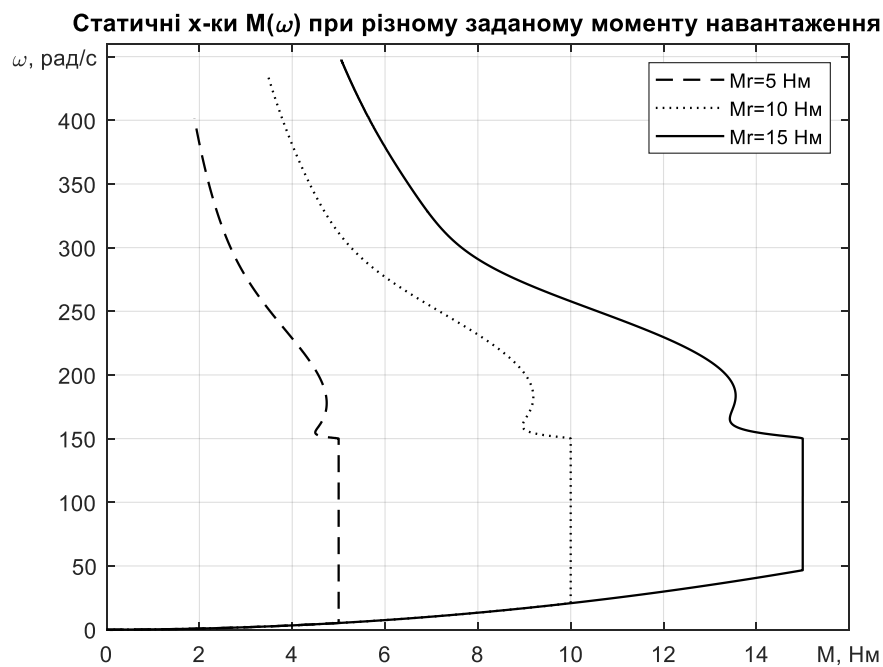


Рисунок 3.4 – Статичні характеристики $M(\omega)$ при традиційному алгоритмі

Висновок який можна зробити аналізуючи статичні характеристики які показані на рис. 3.3-3.4 та на рис.3.1-3.2, що алгоритм де змінюється задане потокозчеплення ψ^* кращий, бо на швидкостях вище номінальної система керування тримає більший момент. Алгоритм частотного керування з урахуванням обмеження напруги простіше реалізувати, тому що потрібно використовувати тільки давач швидкості.

3.3 Алгоритм формування заданого потокозчеплення

Для роботи даного алгоритму використовуються рівняння (2.14, 2.16-2.18, 2.20,).

В усталеному режимі при поліорієнтуванні по вектору потокозчеплення ротора та без помилок відпрацювання заданого модуля вектору потокозчеплення ψ^* , при $\psi_{2q} = 0, \psi_{2d} = \psi^*$ рівняння компоненти струму i_q матиме вигляд[66]:

$$\beta p_n \omega \psi^* = -\gamma i_q - \omega_0 i_d + \frac{1}{\sigma} u_q, \quad (3.2)$$

Контури з коефіцієнтами підсилення забезпечують обробку заданих струмів з 0 помилкою, струми i_d, i_q в (зверху) можна замінити на задані значення i_q^*, i_d^* , в усталеному режимі задане значення компоненти струму дорівнює $i_d^* = \psi^* L_m^{-1}$

Враховуючи що вираз для синхронної швидкості при поліорієнтуванні:

$$\omega_0 = \omega p_n + \frac{\alpha L_m i_q^*}{\psi^*}, \psi^* > 0 \quad (3.3)$$

Підставивши (3.2) в (3.3), отримаємо:

$$\beta p_n \omega \psi^* = -\gamma i_q^* - \omega p_n \psi^* L_m^{-1} - \alpha i_q^* + \frac{1}{\sigma} u_q, \quad (3.4)$$

В режимі ослаблення поля на складову моменту утворюючого струму накладається обмеження :

$$|i_q^*| \leq i_{qr}^* \quad (3.5)$$

де i_{qr}^* - номінальне значення моменту утворюючої складової струму при номінальному потокозчепленні.

Максимальна напруги по осі q також обмежено виразом

$$U_{q\max} = \sqrt{u_d^2 - \left(\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (3.6)$$

$$u_{1q} \leq U_{q\max}$$

де U_{dc} - напруга ланки постійного струму, значення якої дорівнює 540 В.

За пишемо нерівність використовуючи (3.6) (3.5), виконання якої буде забезпечувати знаходження вектору напруги статора в фізично реалізованій області

$$\psi_1^* \leq \frac{\frac{1}{\sigma} U_{q\max} - (\gamma + \alpha) i_{qr}^*}{|\omega| p_n \left(\beta + \frac{1}{Lm} \right)}, |\omega| > 0 \quad (3.7)$$

Алгоритм виконується за допомогою такої залежності:

$$\text{Якщо } \psi_1^* > \psi_n^* \text{ то } \psi^* = \psi_n^*$$

$$\text{Якщо ні то } \psi^* = \psi_1^*$$

Для наглядності виконано три досліді: при номінальному значенні заданого моменту $M_r = 15 \text{ Нм}$; при значенні $M_r = 10 \text{ Нм}$; при значенні $M_r = 5 \text{ Нм}$.

Статичні характеристики показані на рис. 3.5-3.6. Як видно алгоритм заданого потокозчеплення також має порівняно кращі характеристики ніж алгоритм частотного керування на рис. 3.1-3.2. В даному алгоритмі реалізоване обмеження напруги в самому завданні потокозчеплення. Недолік полягає в тому, що система надто чутлива до різних збурень, тому при моделюванні довелося застосовувати обмеження заданого потокозчеплення.

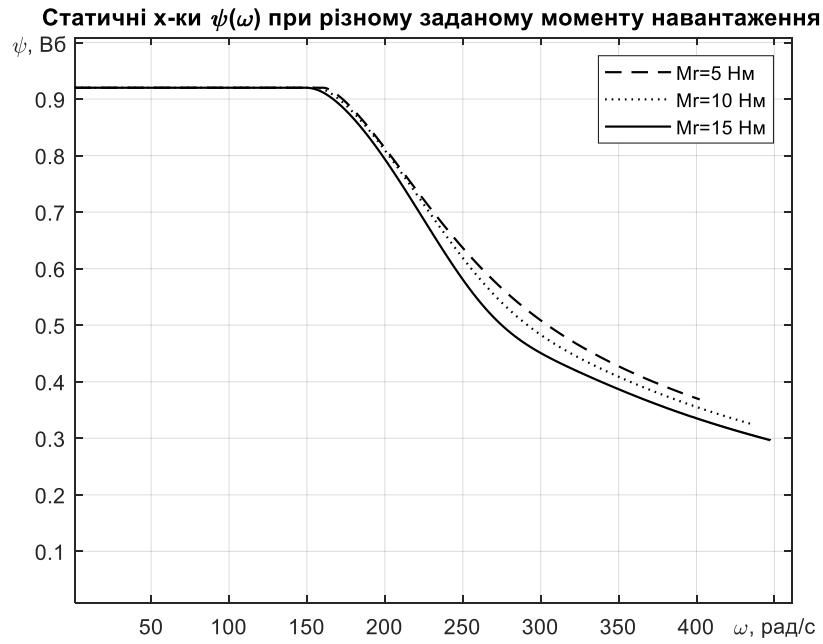


Рисунок 3.5 – Статичні характеристики $\psi_s(\omega)$ при алгоритмі формування заданого потокозчеплення

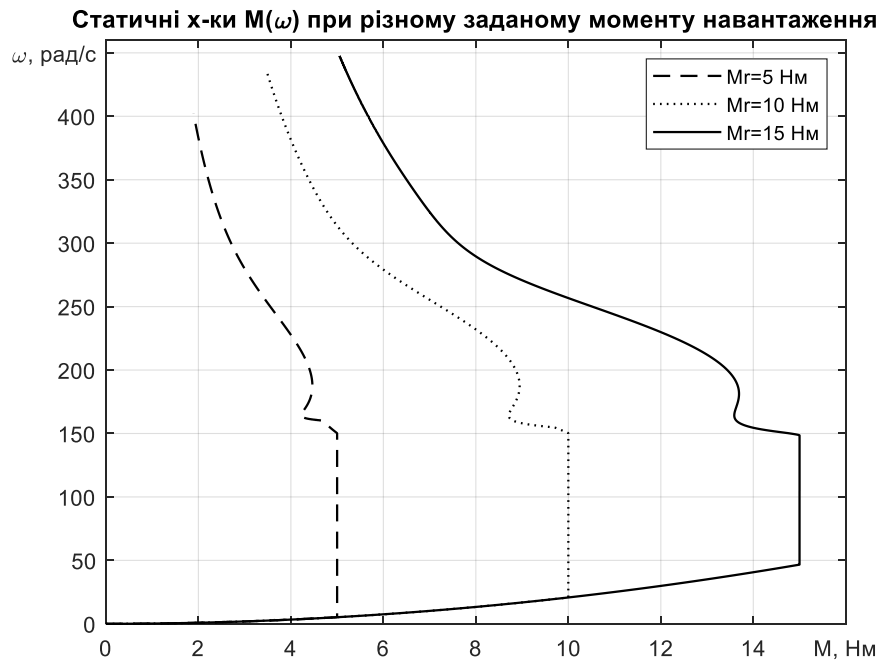


Рисунок 3.6 – Статичні характеристики $M(\omega)$ при алгоритмі формування заданого потокозчеплення

3.4 Алгоритм ослаблення поля при обмежені напруги та з спостерігачем потокозчеплення

Для даного алгоритму використовується непряме поліорієнтоване векторне керування моментом рівняння (2.14, 2.16-2.18, 2.20,), з обмеження напруги рівняння (2.25-2.26) та з використанням спостерігача потокозчеплення рівняння (2.24)

Для наглядності виконано три досліді: при номінальному значенні завдання моменту $M_r = 15 \text{ Нм}$; при значенні $M_r = 10 \text{ Нм}$; при значенні $M_r = 5 \text{ Нм}$.

Статичні характеристики на рис. 3.7-3.8 показують, що даний алгоритм поєднує в собі алгоритм частотного керування, на швидкостях вище номінальної, тому що регулятори струмів обнуляються, а використання спостерігача $\hat{\psi}$ в рівнянні швидкості ω_0 дозволяє виключити похибки та коливальні процеси.

На рис. 3.8 видно, що присутній скачок при переході швидкості вище номінальної. Виродження можна зменшити, збільшивши момент інерції двигуна приблизно в 10 разів $J = 0.2 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, тим самим приблизити наше моделювання до реальних умов, результати показані на рис. 3.9.

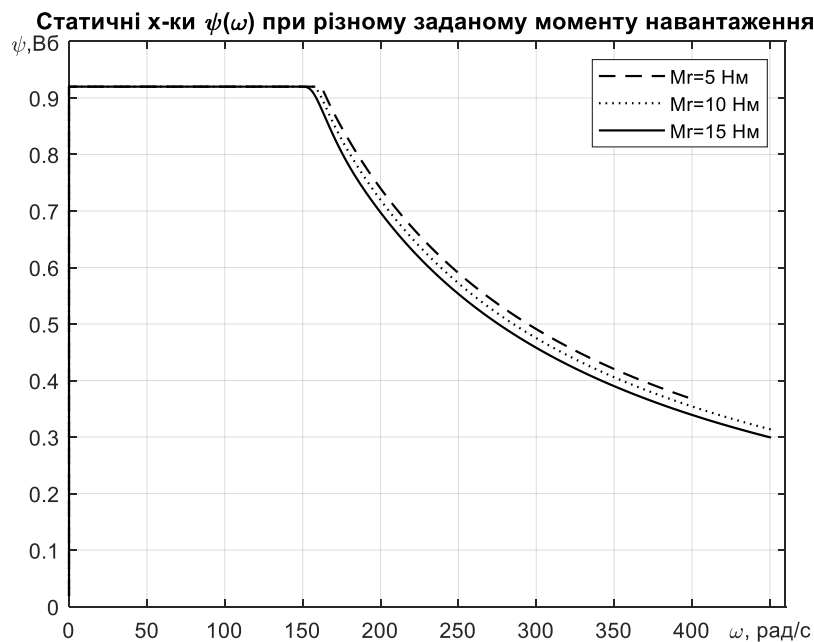


Рисунок 3.7 – Статичні характеристики $\psi_s(\omega)$ при алгоритмі ослаблення поля при обмежені напругою та з спостерігачем потокозчеплення

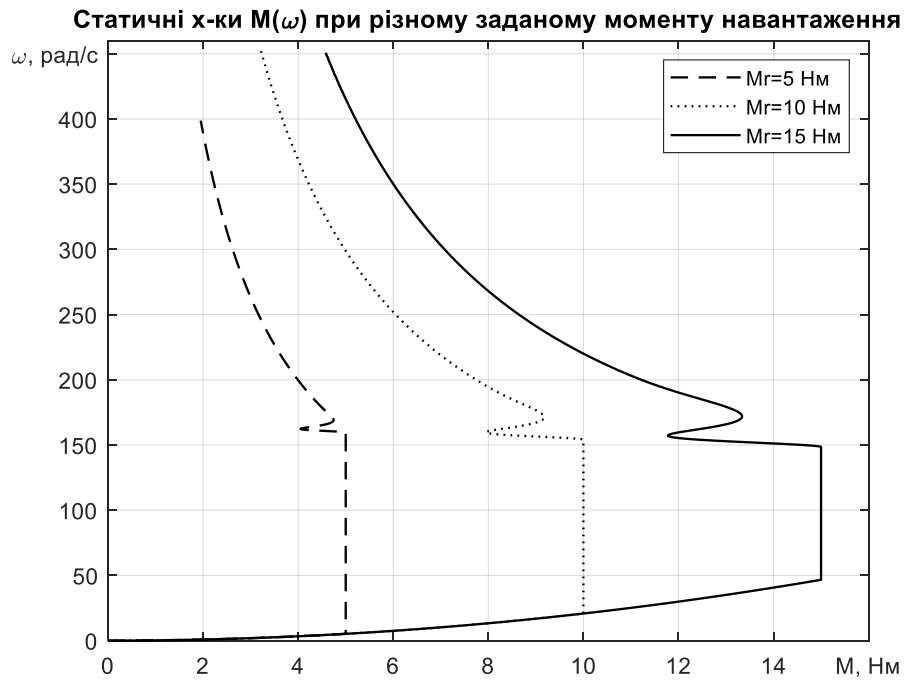


Рисунок 3.8 – Статичні характеристики $M(\omega)$ при алгоритмі ослаблення поля при обмежені напругою та з спостерігачем поточкозчеплення

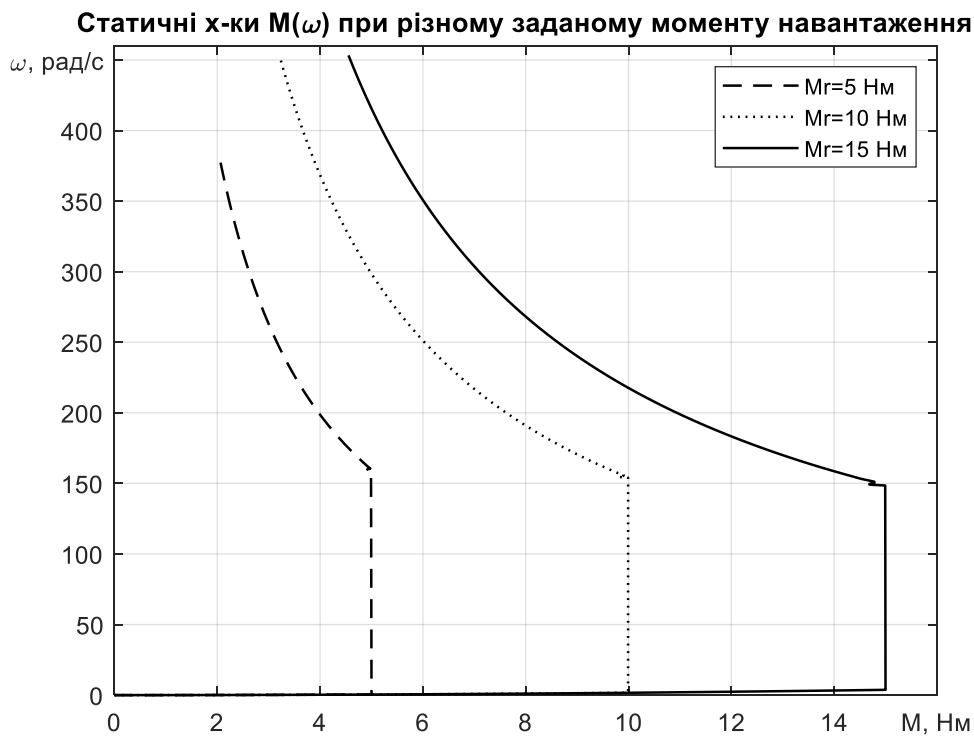


Рисунок 3.9 – Статичні характеристики $M(\omega)$ при алгоритмі ослаблення поля при обмежені напругою та з спостерігачем поточкозчеплення із збільшеним моментом інерції

Висновки до 3 розділу

1. В даному розділі для дослідження було розроблено такі алгоритми керування:

Алгоритм покращеного частотного керування з вимірюванням швидкості . Додатково було представлено статичні характеристики при обмеженні компоненти напруги u_q .

Традиційний алгоритм непрямого векторного керування з використанням залежності ослаблення магнітного потоку $\frac{1}{\omega}$.

Алгоритм непрямого векторного керування заданого моменту навантаження з використанням спостерігача потокозчеплення та з використанням обмеження за напругою.

Алгоритм заданого потокозчеплення який сформульований у вигляді аналітичної залежності, що враховує напругу ланки постійного струму перетворювача, параметри машини і обмеження момент утворюючого струму.

2. Методом математичного моделювання встановлено, що при частотному керуванні при використанні в рівнянні кутової швидкості ω_0 заданого значення потокозчеплення ψ^* , показники якості відпрацювання моменту при швидкості вище номінальної суттєво знижуються.

Традиційний алгоритм та алгоритм заданого потокозчеплення ослаблення поля забезпечують приблизно однакові характеристики.

Алгоритм поля з обмеженням напруги та зі спостерігачем потокозчеплення забезпечує характеристики близькі до двох попередніх алгоритмів, а з точки зору практичної реалізації є більш простим.

РОЗДІЛ 4 ВРАХУВАННЯ КРИВОЇ НАМАГНІЧУВАННЯ АД

Алгоритми векторного керування мають лінійне представлення кривої намагнічування, де індуктивність L_m приймається як сталие значення яке не змінюється, насправді індуктивність намагнічуючого контуру залежить від струму намагнічування $L_m = f(i_m)$ [54]. Приклад кривої намагнічування двигуна та залежності контуру намагнічування від струму збудження показано на рис. 4.1.

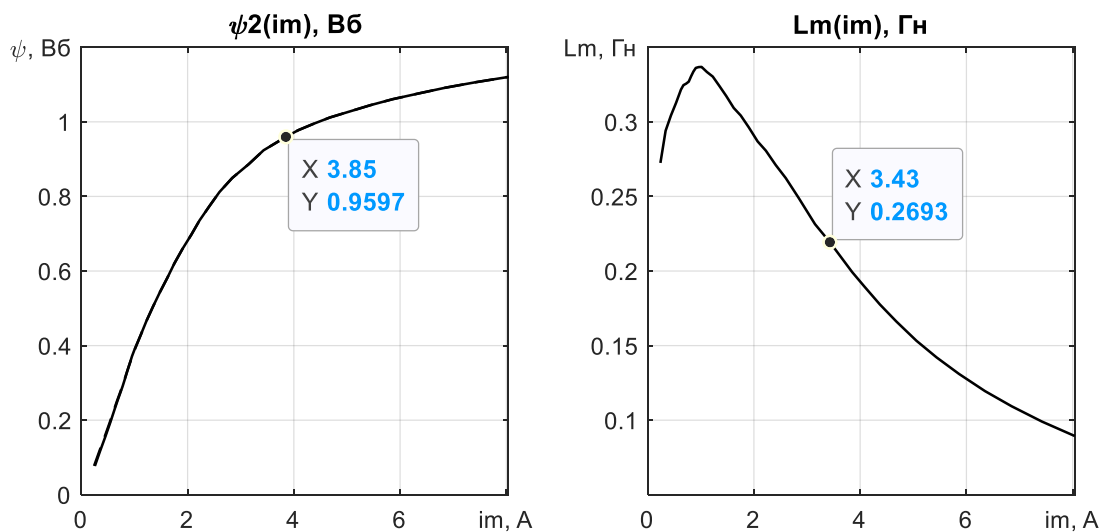


Рисунок 4.1 – Крива намагнічування та залежності індуктивності контуру намагнічування L_m від струму збудження i_m

При роботі з постійним значенням, поєднаному з номінальним значенням, даний метод забезпечує відносну просту реалізацію алгоритму керування, та забезпечення показників якості керування. Однак для алгоритмів які використовують змінне значення потокозчеплення, необхідно враховувати насичення АД.

При зміні потокозчеплення в процесі керування АД у випадку ослаблення поля реальна індуктивність стає більшою ніж розрахункова. Нехтування цим фактом призводить до виникнення похибок регулювання потокозчеплення та моменту, а також до параметричної невизначеності [54], [55].

Загальновідомо, що загальний магнітний потік може досягати насичення в двигуні, а головний ефект викликаний насиченням взаємної індуктивності між

статором і ротором [56]. Більше того, для спрощення математичної моделі, насичення розсіяного потоку часто ігнорують [57], [58].

На сьогоднішній день в літературі запропоновано велику кількість компенсації ефекту насичення магнітної системи. Одним з найпростіших і найпоширеніших методів є визначення кривої намагніченості в режимі офлайн [59], [60]. Суть полягає в попередньому дослідженні та експериментальному визначенні кривої намагнічення. Згодом експериментальні дані апроксимуються до поліномів третього і вищого порядку, які використовувались при розрахунку алгоритмів керування. Недоліком цього методу є необхідність виконувати процес ідентифікації параметрів, що ускладнить алгоритм керування, та розрахунки алгоритму керування також ускладняться.

В [61] реалізований метод оцінки індуктивності як різниця оціненого моменту в системі або оцінка відхилення індуктивності через реактивну потужність [62].

В статті [63] показано, що якщо відома геометрія двигуна та властивості матеріалів з яких зроблений двигун, можливий досить точний розрахунок кривої намагнічування двигуна.

Алгоритми які ускладнюють розрахунки керування, а також вносять додаткові динаміки в контури керування, призводять до зниження стійкості системи керування.

Досліджуючи системи векторного керування методом математичного моделювання можна напряду обраховувати струм намагнічування двигуна, далі обраховувати індуктивність контуру намагнічування з наперед визначеної залежності шляхом експериментальних тестів.

4.1 Математична модель АД з врахуванням насичення магнітного кола

Опис процесів з врахування насичення використано [64] та встановлені наступні припущення:

Лише насичується індуктивність контуру намагнічування L_m

Індуктивності статора і ротора визначаються як

$$L_s = L_m + L_{\sigma s}, L_r = L_m + L_{\sigma r},$$

де $(L_{\sigma s}, L_{\sigma r}) = \text{const}$.

Статична індуктивність контуру намагнічування визначається як

$$L_m(i_m) = \frac{\psi_m(i_m)}{i_m}$$

де ψ_m – модуль вектору потокозчеплення, i_m – струм намагнічування АД.

Динаміка індуктивності контуру намагнічування :

$$L(i_m) = \frac{d\psi_m(i_m)}{di_m}.$$

Рівняння електричної рівноваги та рівняння потокозчеплення записані в системі координат яка обертається з швидкістю ω_a мають вигляд:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} + \mathbf{J} \omega_a \boldsymbol{\psi}_s \quad (4.1)$$

$$\mathbf{u}_r = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} + \mathbf{J}(\omega_a - \omega) \boldsymbol{\psi}_r$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\psi}_s &= L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r = L_{\sigma s} \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_m, \\ \boldsymbol{\psi}_r &= L_r \mathbf{i}_r + L_m \mathbf{i}_s = L_{\sigma r} \mathbf{i}_r + L_m \mathbf{i}_m, \\ \boldsymbol{\psi}_m &= L_m \mathbf{i}_m, \end{aligned} \quad (4.2)$$

Визначаємо струм \mathbf{i}_r з другого рівняння (4.2)

$$\mathbf{i}_r = L_r^{-1} (\boldsymbol{\psi}_r - L_m \mathbf{i}_s). \quad (4.3)$$

Вектор потокозчеплення має вигляд:

$$\Psi = \Psi_r + L_{\sigma r} \mathbf{i}_s = L_r \mathbf{i}_m. \quad (4.4)$$

Рівняння (4.2) Ψ_s з врахуванням (4.1, 4.2) має вигляд:

$$\begin{aligned} \Psi_s &= L_s \mathbf{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \Psi_r - \frac{L_m^2}{L_r} \mathbf{i}_s = L_{\sigma s} \mathbf{i}_s + \left(1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_r}\right) \Psi, \\ &\left[\begin{aligned} L_s - \frac{L_m^2}{L_r} &= \frac{L_{\sigma s} L_{\sigma r} + L_{\sigma s} L_m + L_{\sigma s} L_m + L_m^2 - L_m^2}{L_r} = \\ &= \frac{L_{\sigma s} (L_{\sigma r} + L_m) + L_{\sigma r} L_m}{L_r} = L_{\sigma s} + \frac{L_{\sigma r} L_m}{L_r} \end{aligned} \right], \\ &\left[\frac{L_m}{L_r} = \frac{L_m + L_{\sigma r} - L_{\sigma r}}{L_r} = 1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_r} \right]. \end{aligned} \quad (4.5)$$

З рівняння (4.5) отримаємо

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = L_{\sigma s} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \left(1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_r}\right) \frac{d\Psi}{dt} - L_{\sigma r} \Psi \frac{d(L_r^{-1})}{dt}, \quad (4.6)$$

$$\text{де} \quad \frac{d(L_r^{-1})}{d\Psi} \frac{d\Psi}{dt} = \frac{1}{\Psi} \left[\frac{d\mathbf{i}_m}{d\Psi} \frac{d\Psi}{dt} - \frac{\mathbf{i}_m}{\Psi} \frac{d\Psi}{dt} \right] = \frac{1}{\Psi} \left(\frac{1}{L'} - \frac{1}{L_r} \right) \frac{d\Psi}{dt} \quad (4.7)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_m}{d\Psi} = \frac{1}{L'} = \frac{1}{L_{\sigma r} + L}$$

$$\frac{\mathbf{i}_m}{\Psi} = \frac{1}{L_r} = \frac{1}{L_{\sigma r} + L_m}.$$

Якщо представити вектор потокозчеплення у вигляді вектору координат (d-q) його похідна матиме вигляд

$$\frac{d\Psi}{dt} = \left[\Psi = \sqrt{\Psi_d^2 + \Psi_q^2} \right] = \frac{1}{\Psi} \left(\Psi_d \frac{d\Psi_d}{dt} + \Psi_q \frac{d\Psi_q}{dt} \right). \quad (4.8)$$

Рівняння (4.4) з врахуванням (4.5) можна записати як

$$\frac{d\left(\frac{1}{L_r}\right)}{dt} = \left(\frac{1}{L'} - \frac{1}{L_r}\right) \frac{1}{\Psi^2} \left(\Psi_d \frac{d\Psi_d}{dt} + \Psi_q \frac{d\Psi_q}{dt} \right). \quad (4.6)$$

Вираз (4.3) з підстановкою в нього (4.6) набуває вигляду

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = L_{\sigma s} \frac{di_s}{dt} + \left(1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_r}\right) \frac{d\Psi}{dt} - L_{\sigma r} \Psi \left(\frac{1}{L'} - \frac{1}{L_r}\right) \frac{1}{\Psi^2} \left(\Psi_d \frac{d\Psi_d}{dt} + \Psi_q \frac{d\Psi_q}{dt} \right). \quad (4.7)$$

Представимо вираз (4.7) в скалярній формі

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{sd}}{dt} &= L_{\sigma s} \frac{di_{sd}}{dt} + \left(1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_{dd}}\right) \frac{d\Psi_d}{dt} - \frac{L_{r\sigma}}{L_{dq}} \frac{d\Psi_q}{dt}, \\ \frac{d\Psi_{sq}}{dt} &= L_{\sigma s} \frac{di_{sq}}{dt} + \left(1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_{qq}}\right) \frac{d\Psi_q}{dt} - \frac{L_{r\sigma}}{L_{dq}} \frac{d\Psi_d}{dt}, \end{aligned} \quad (4.8)$$

де коефіцієнти $\frac{1}{L_{dd}}$, $\frac{1}{L_{qq}}$, $\frac{1}{L_{dq}}$ залежать від насичення та визначаються як:

$$\begin{aligned} \frac{1}{L_{dd}} &= \frac{1}{L'} \cos^2 \mu + \frac{1}{L_r} \sin^2 \mu, \\ \frac{1}{L_{qq}} &= \frac{1}{L_r} \cos^2 \mu + \frac{1}{L'} \sin^2 \mu, \\ \frac{1}{L_{dq}} &= \left(\frac{1}{L'} - \frac{1}{L_r}\right) \cos \mu \sin \mu, \end{aligned} \quad (4.9)$$

де $\cos \mu = \frac{\Psi_d}{\Psi}$, $\sin \mu = \frac{\Psi_q}{\Psi}$.

Рівняння (4.8) з врахуванням (4.2) матимуть вигляд

$$\begin{aligned}
\frac{d\psi_{sd}}{dt} &= (L_{\sigma s} + L_{\sigma r}) \frac{di_{sd}}{dt} + \left(1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_{dd}}\right) \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \frac{L_{\sigma r}}{L_{dq}} \frac{d\psi_{rq}}{dt} - \frac{L_{\sigma r}^2}{L_{dq}} \frac{di_{sq}}{dt}, \\
\frac{d\psi_{sq}}{dt} &= (L_{\sigma s} + L_{\sigma r}) \frac{di_{sq}}{dt} + \left(1 - \frac{L_{2\sigma}}{L_{qq}}\right) \frac{d\psi_{rq}}{dt} - \frac{L_{\sigma r}}{L_{dq}} \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \frac{L_{\sigma r}^2}{L_{dq}} \frac{di_{sd}}{dt}.
\end{aligned} \tag{4.10}$$

Рівняння електричної рівноваги кіл ра АД мають наступний вигляд

$$\begin{aligned}
u_{sd} &= R_s i_{sd} + \left(L_{\sigma} - \frac{L_{\sigma r}^2}{L_{dd}}\right) \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{L_{\sigma r}^2}{L_{dq}} \frac{di_{sq}}{dt} + \left(1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_{dd}}\right) \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \frac{L_{\sigma r}}{L_{dq}} \frac{d\psi_{rq}}{dt} - \\
&\quad - \omega_a \left(L_{\sigma} - \frac{L_{\sigma r}^2}{L_{dd}}\right) i_{sq} - \omega_a \left(1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_{dd}}\right) \psi_{rq},
\end{aligned} \tag{4.11}$$

$$\begin{aligned}
u_{sq} &= R_s i_{sq} + \left(L_{\sigma} - \frac{L_{\sigma r}^2}{L_{qq}}\right) \frac{di_{sq}}{dt} - \frac{L_{\sigma r}^2}{L_{dq}} \frac{di_{sd}}{dt} + \left(1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_{qq}}\right) \frac{d\psi_{rq}}{dt} - \frac{L_{\sigma r}}{L_{dq}} \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \\
&\quad + \omega_a \left(L_{\sigma} - \frac{L_{\sigma r}^2}{L_{qq}}\right) i_{sd} + \omega_a \left(1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_{qq}}\right) \psi_{rd},
\end{aligned} \tag{4.12}$$

$$\begin{aligned}
0 &= \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} - R_r \frac{L_m}{L_r} i_{sd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega) \psi_{rq}, \\
0 &= \frac{R_r}{L_r} \psi_{rq} - R_r \frac{L_m}{L_r} i_{sq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega) \psi_{rd}.
\end{aligned} \tag{4.13}$$

Записуємо матричну форму АД

$$\mathbf{U} = \mathbf{A} \frac{d\mathbf{X}}{dt} + \mathbf{B}\mathbf{X}, \tag{4.14}$$

де

$$\begin{aligned}
\mathbf{U} &= [u_{sd} \quad u_{sq} \quad 0 \quad 0]^T, \\
\mathbf{X} &= [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \psi_{rd} \quad \psi_{rq}]^T,
\end{aligned}$$

Матриці **A** та **B** визначаються наступним чином

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} L_{\sigma} - \frac{L_{\sigma r}^2}{L_{dd}} & -\frac{L_{\sigma r}^2}{L_{dq}} & 1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_{dd}} & -\frac{L_{\sigma r}}{L_{dq}} \\ -\frac{L_{\sigma r}^2}{L_{dq}} & L_{\sigma} - \frac{L_{\sigma r}^2}{L_{qq}} & -\frac{L_{\sigma r}}{L_{dq}} & 1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_{qq}} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_a \left(L_{\sigma} - \frac{L_{\sigma r}^2}{L_{dd}} \right) & 0 & -\omega_a \left(1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_{dd}} \right) \\ \omega_a \left(L_{\sigma} - \frac{L_{\sigma r}^2}{L_{qq}} \right) & R_l & \omega_a \left(1 - \frac{L_{\sigma r}}{L_{qq}} \right) & 0 \\ -R_r \frac{L_m}{L_r} & 0 & \frac{R_r}{L_r} & -(\omega_a - \omega) \\ 0 & -R_r \frac{L_m}{L_r} & (\omega_a - \omega) & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}.$$

Рівняння (4.14) описують поведінку АД та враховують зміну індуктивності контуру намагнічуванням.

Рівняння електричної рівноваги статора і ротора, та рівняння потокозчеплення статора і ротора, які записані в системі координат, що обертається з довільною кутовою швидкістю ω_a , дозволяють розглянути математичну модель АД, де враховується насичення магнітного кола.

Дослідження в [13] показують, що нехтуючи значенням взаємної індуктивності, точність опису процесів які протікають в двигуні, не суттєво знижуються.

Математична модель АД, розглянута на основі вищезазначених припущень, в системі координат (d-q), яка обертається з довільною кутовою швидкістю ω_a , записується у вигляді:

$$\begin{aligned}
 \dot{\omega} &= \mu_{1m} (\psi_d \dot{i}_q - \psi_q \dot{i}_d) - \frac{M_c}{J}, \\
 \dot{i}_d &= -\gamma_m \dot{i}_d + \omega_0 \dot{i}_q + \alpha_m \beta_m \psi_d + \omega \beta_m \psi_q + \frac{1}{\sigma_m} u_d, \\
 \dot{i}_q &= -\gamma_m \dot{i}_q - \omega_0 \dot{i}_d + \alpha_m \beta_m \psi_q - \omega \beta_m \psi_d + \frac{1}{\sigma_m} u_q, \\
 \dot{\psi}_d &= -\alpha_m \psi_d + \alpha_m L_m (i_m) \dot{i}_d + \omega_r \psi_q, \\
 \dot{\psi}_q &= -\alpha_m \psi_q + \alpha_m L_m (i_m) \dot{i}_q - \omega_r \psi_d.
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

Додаткові коефіцієнти системи рівнянь (4.15) визначаються наступним чином:

$$\begin{aligned}
 \alpha_m &= R_r / L_r (i_m), \\
 \beta_m &= L_m (i_m) / [L_r (i_m) \sigma_m], \\
 \gamma_m &= R_s \sigma_m^{-1} + \alpha_m \beta_m L_m (i_m), \\
 \sigma_m &= L_s (i_m) - L_m^2 (i_m) / L_r (i_m), \\
 \mu_{1m} &= 3 L_m (i_m) p / [2 J L_r (i_m)],
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

де R_s, R_r – активні опори статора і ротора відповідно.

Індексація змінних буквою m в рівняннях (4.16) використовується для визначення параметрів, що залежать від струму намагнічування i_m .

Висновки до розділу 4

1. На основі рівнянь електричного балансу статора та ротора та рівнянь зв'язку магнітного потоку, записаних у системі координат, що обертається з довільною кутовою швидкістю ω_a , була розроблена математична модель АД з урахуванням насичення магнітного контуру.

2. Отримана модель відрізняється від стандартної моделі АД з представленням лінійної системи, що в системі змінюються параметри відповідно до насиченості магнітної системи двигуна.

3. Зміни параметрів двигуна суттєво впливають на показники якості та стабільність системи управління АД.

4. Представлена модель може бути використано для дослідження впливу кривої намагнічування на процеси керування в режимі ослаблення поля.

5. ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІКИ АЛГОРИТМІВ ОСЛАБЛЕННЯ ПОЛЯ МЕТОДОМ МАТЕМАТИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

5.1 Дослідження динаміки розімкненого керування з використанням обмеження

Дослідження алгоритму розімкненого керування, заданого рівняннями (3.2) – (3.4) виконано методом математичного моделювання на основі АД, параметри якого: $R_1 = 3.8 \text{ Ом}$, $R_2 = 2.1 \text{ Ом}$, $L_1 = L_2 = 0.2655 \text{ Гн}$, $L_m = 0.257 \text{ Гн}$, $p_n = 2$, $P_n = 2.2 \text{ кВт}$, $M_n = 15 \text{ Нм}$, $J = 0.016 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Послідовність операцій керування, яку використано при дослідженні та показано на рис. 5.1, включає наступні етапи: на початковому інтервалі часу відбувається збудження двигуна; починаючи з $t = 0.5 \text{ с}$ двигун розганяється з заданим моментом 15 Нм ; при $t = 1.5 \text{ с}$ двигун досягає швидкості $\omega = 350 \text{ рад/с}$; при $t = 1.8 \text{ с}$ починається гальмування двигуна; Дослідження відбувається без статичного моменту навантаження.

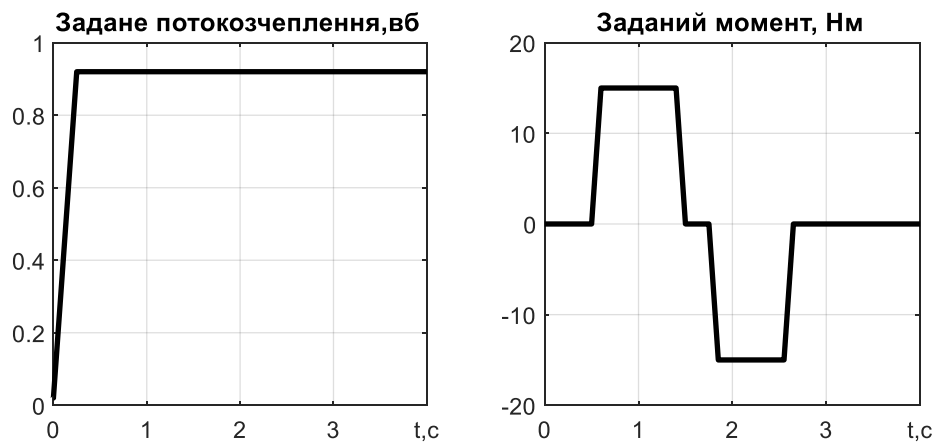


Рисунок 5.1 – Послідовність завдання на момент та потокозчеплення

Як видно з графіків на рис. 5.2 що при обмеженні напруги $u_q \leq U_{q \max}$ то потік статора ψ буде автоматично просідати

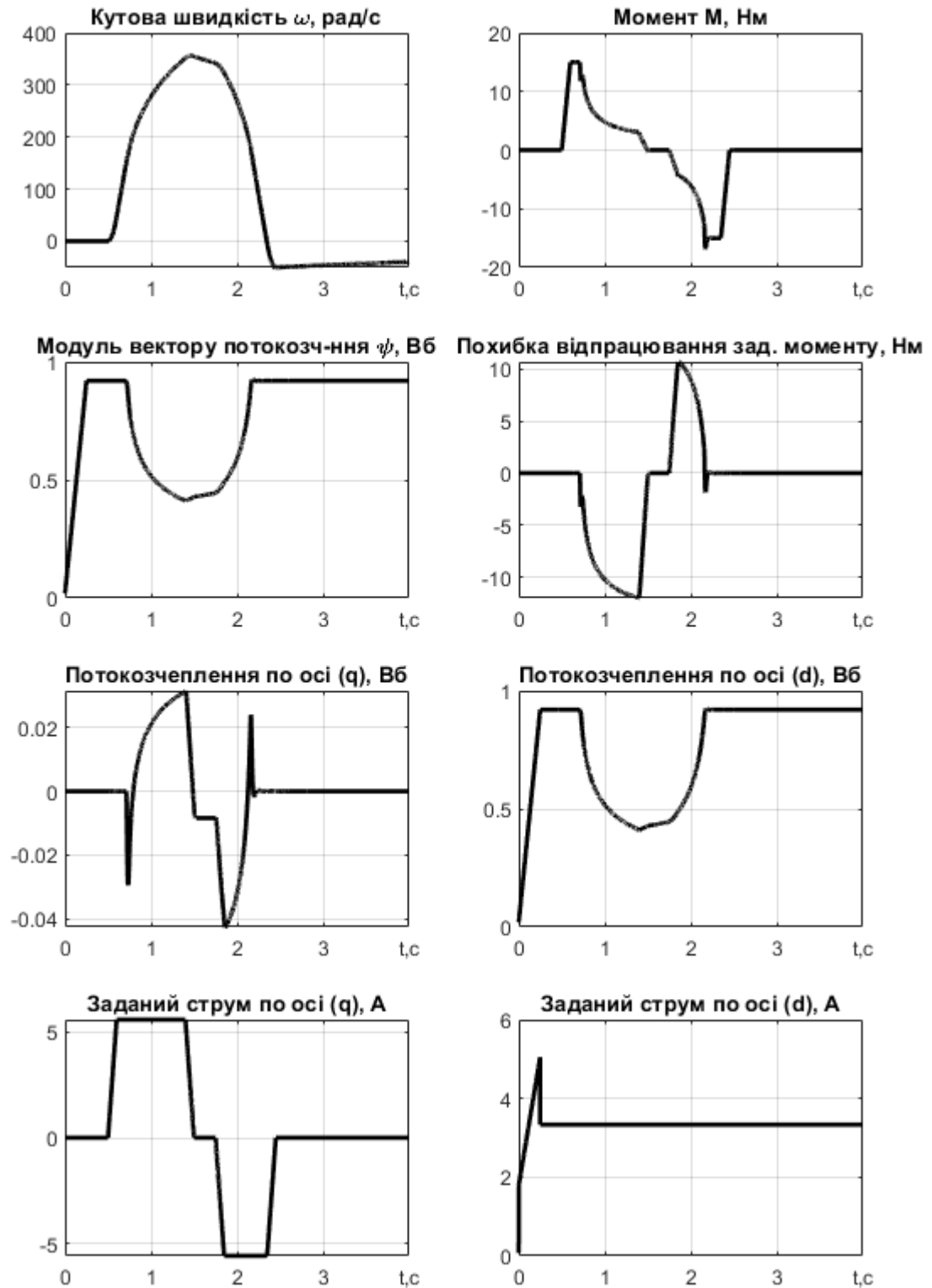


Рисунок 5.2 – Графіки перехідних процесів в системі частотного керування в режимі ослаблення поля

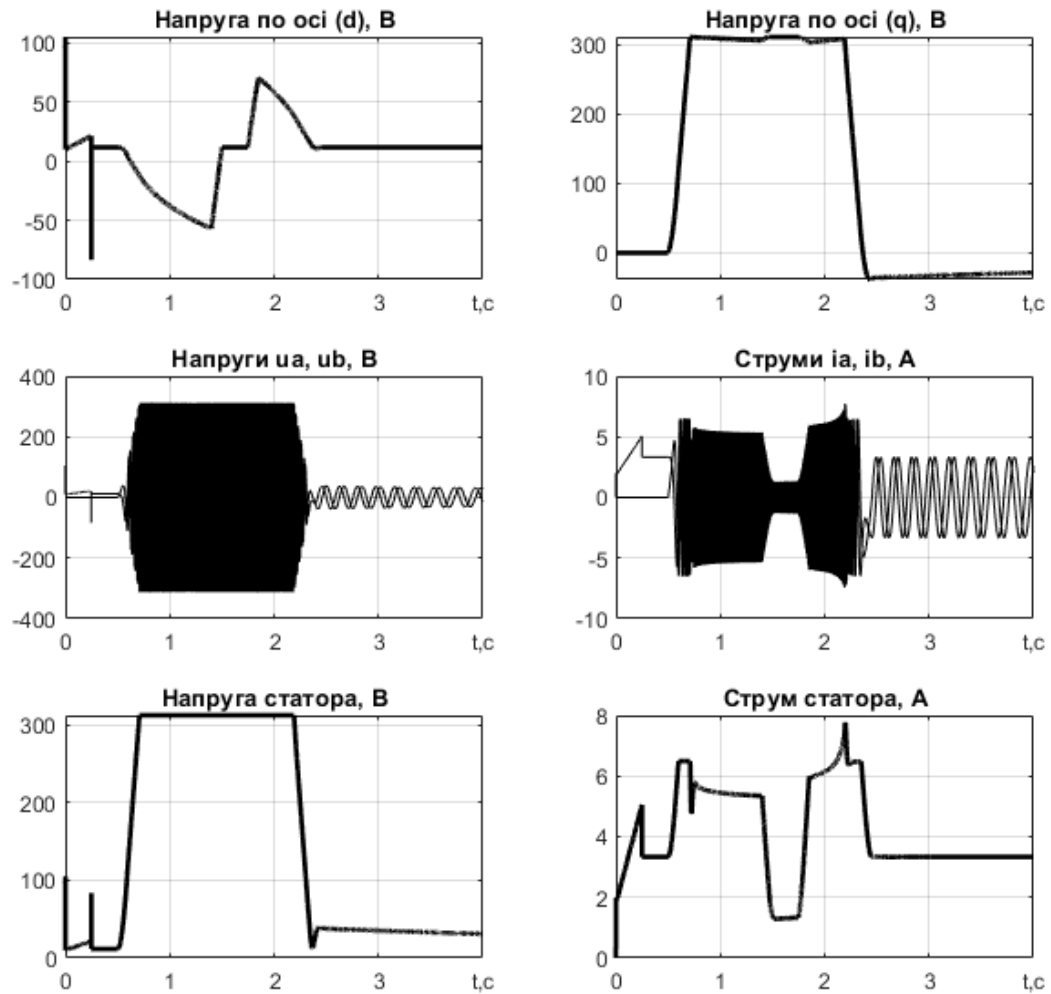


Рисунок 5.3 - Графіки перехідних процесів в системі частотного керування в режимі ослаблення поля

Якщо в другому рівнянні (2.4) замість заданого потокозчеплення ψ^* використовувати оцінене значення $\hat{\psi}$ яке описано рівняннями (2.12) – (2.15), то рівняння (2.4) матиме вигляд:

$$\omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{\dot{i}_q^*}{\hat{\psi}}, \quad (5.1)$$

При зміні заданого значення потокозчеплення на оцінене, показники якості системи суттєво зміняться, швидкість яку буде розвивати двигун при тих самих заданих значеннях та налаштувань системи зросте до $\omega = 450 \text{ рад/с}$., що продемонстровано на рис. 5.4 – 5.5.

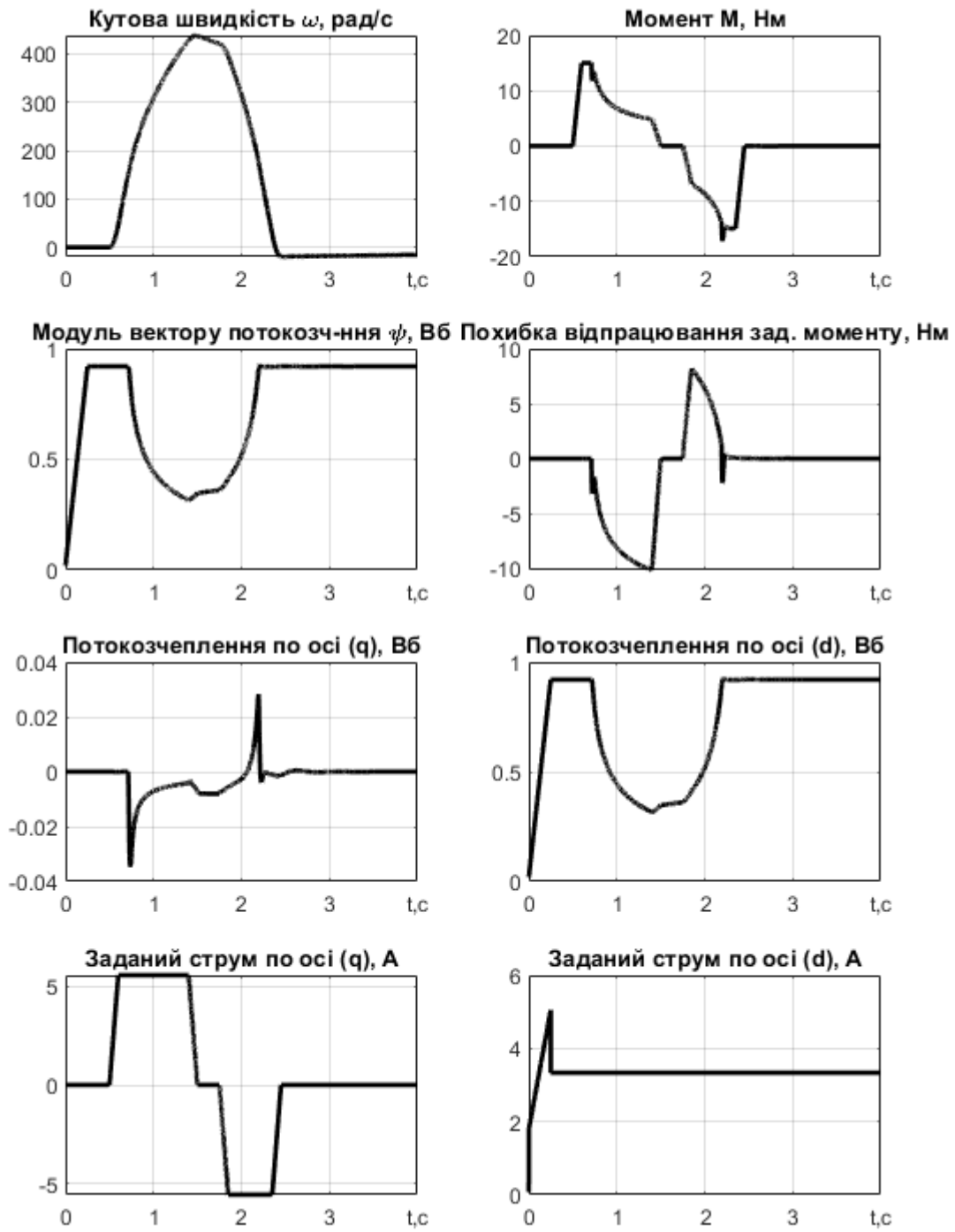


Рисунок 5.4 - Графіки перехідних процесів в системі частотного керування в режимі ослаблення поля

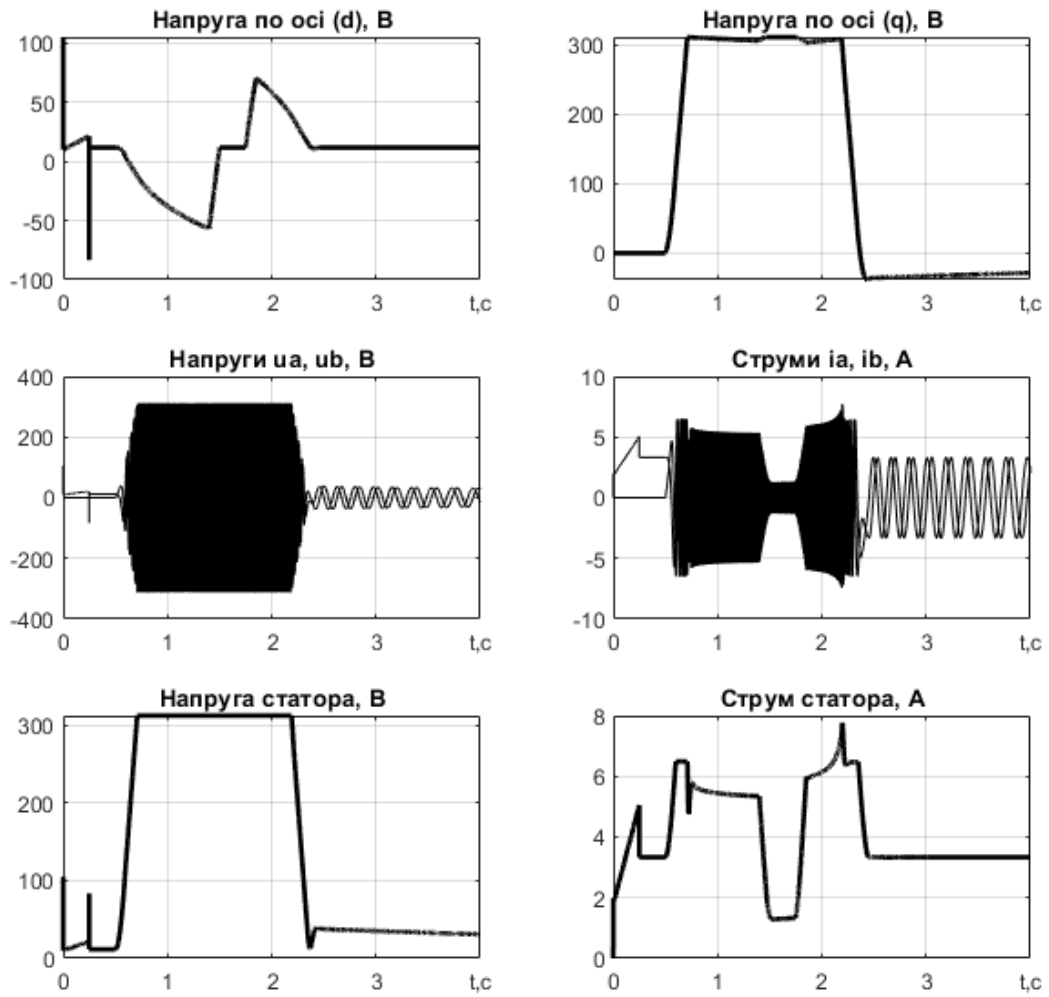


Рисунок 5.5 - Графіки перехідних процесів в системі частотного керування в режимі ослаблення поля

5.2 Дослідження динаміки стандартного алгоритму ослаблення поля без обмежень

Стандартний алгоритм ослаблення поля, заданий рівняннями(3.5), досліджено методом математичного моделювання у складі системи керування моментом АД.

Послідовність операцій керування, яку використано при дослідженні та показано на рис. 5.6, включає наступні етапи: на початковому інтервалі часу відбувається збудження двигуна; починаючи з $t=0.2c$ двигун розганяється з заданим моментом 15 Нм; при $t=1.2c$ двигун досягає швидкості $\omega=450\text{ рад/с}$ та відбувається зменшення моменту і зменшення потокозчеплення при збільшенні швидкості; при $t=1.4c$ починається гальмування двигуна; при $t=1.8c$ двигун гальмується до номінальної швидкості і в цей момент потокозчеплення та момент заданий повертається до номінального значення. Дослідження відбувається без статичного моменту навантаження. Параметри двигуна використовуються такі самі як і в першому досліді.,

Коефіцієнти регуляторів: $k_{id} = k_{iq} = 700$, $k_{ii} = k_i^2/4 = 120000$, $k_\omega = 100$, $k_{\omega i} = k_\omega^2/2 = 5000$, $k_\psi = 100$, $k_{\psi i} = k_\psi^2/2 = 5000$.

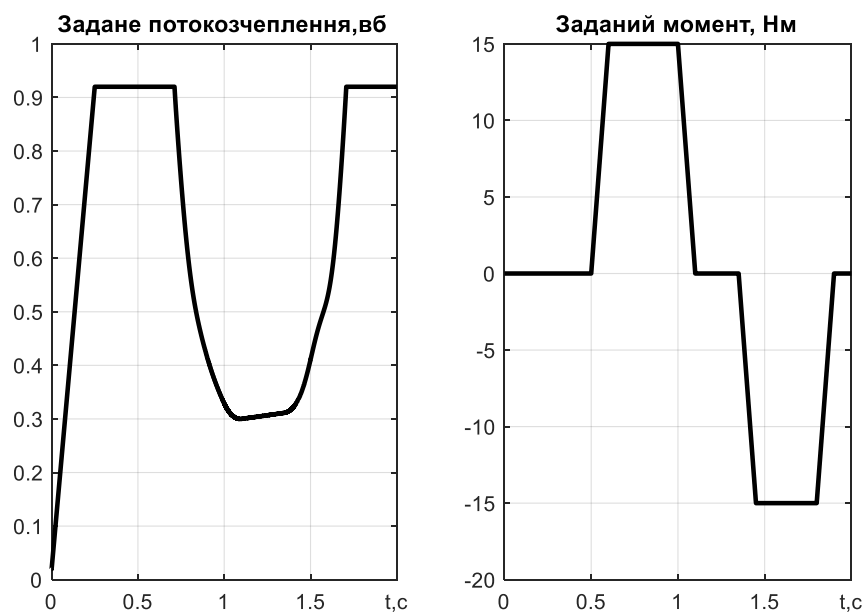


Рисунок 5.6 – Завдання на момент та потокозчеплення

Графіки перехідних процесів швидкості ω , моменту M та похибка відпрацювання заданого значення, модулю вектору потокозчеплення ψ та компонент по осі (d) та (q), складових напруги u_d, u_q, u_a, u_b , задані складові струму i_d, i_q та похибки, напруги та струму статора, рис. 5.7 – 5.8.

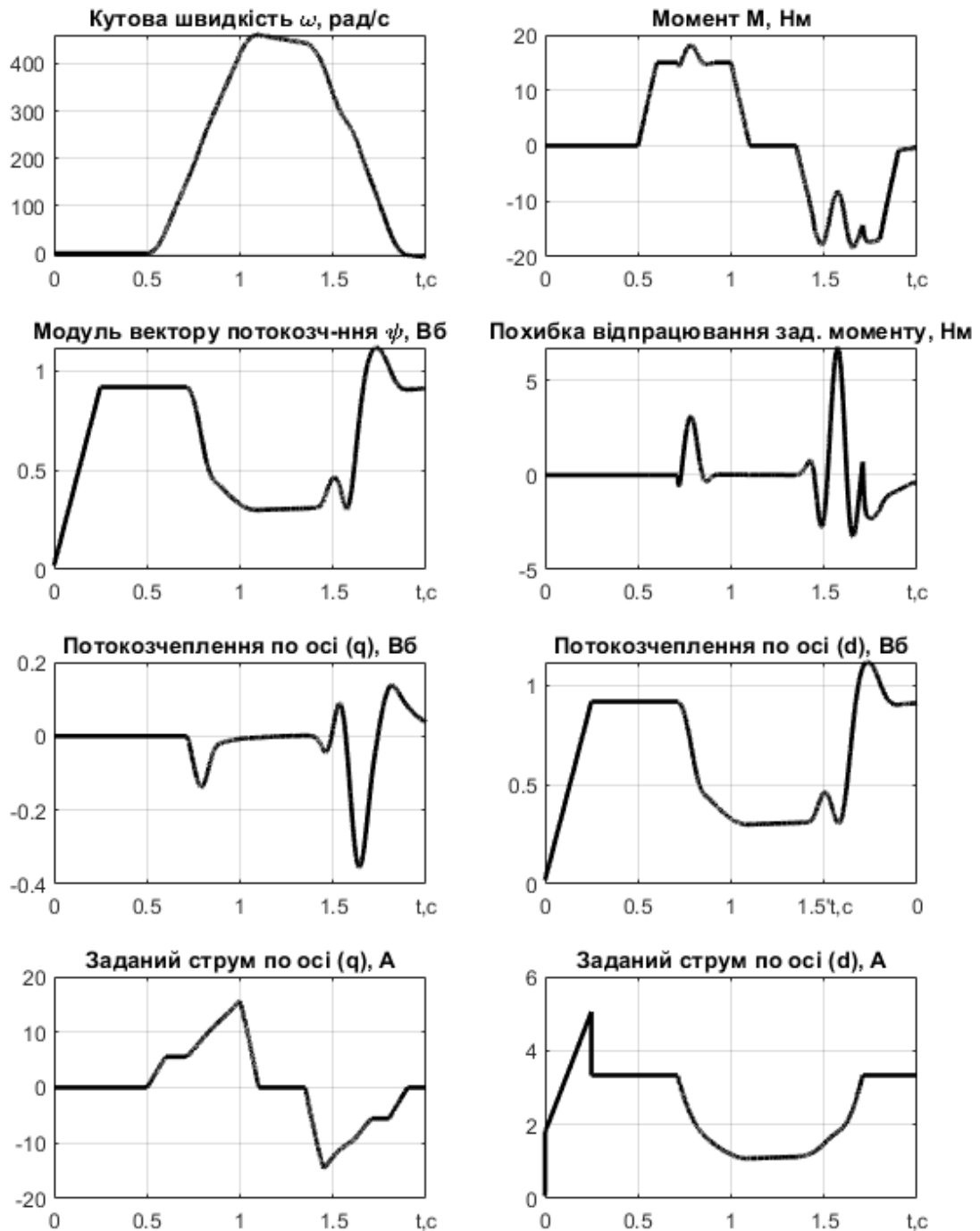


Рисунок 5.7 – Графіки перехідних процесів в системі векторного керування в з традиційним алгоритмом ослаблення поля

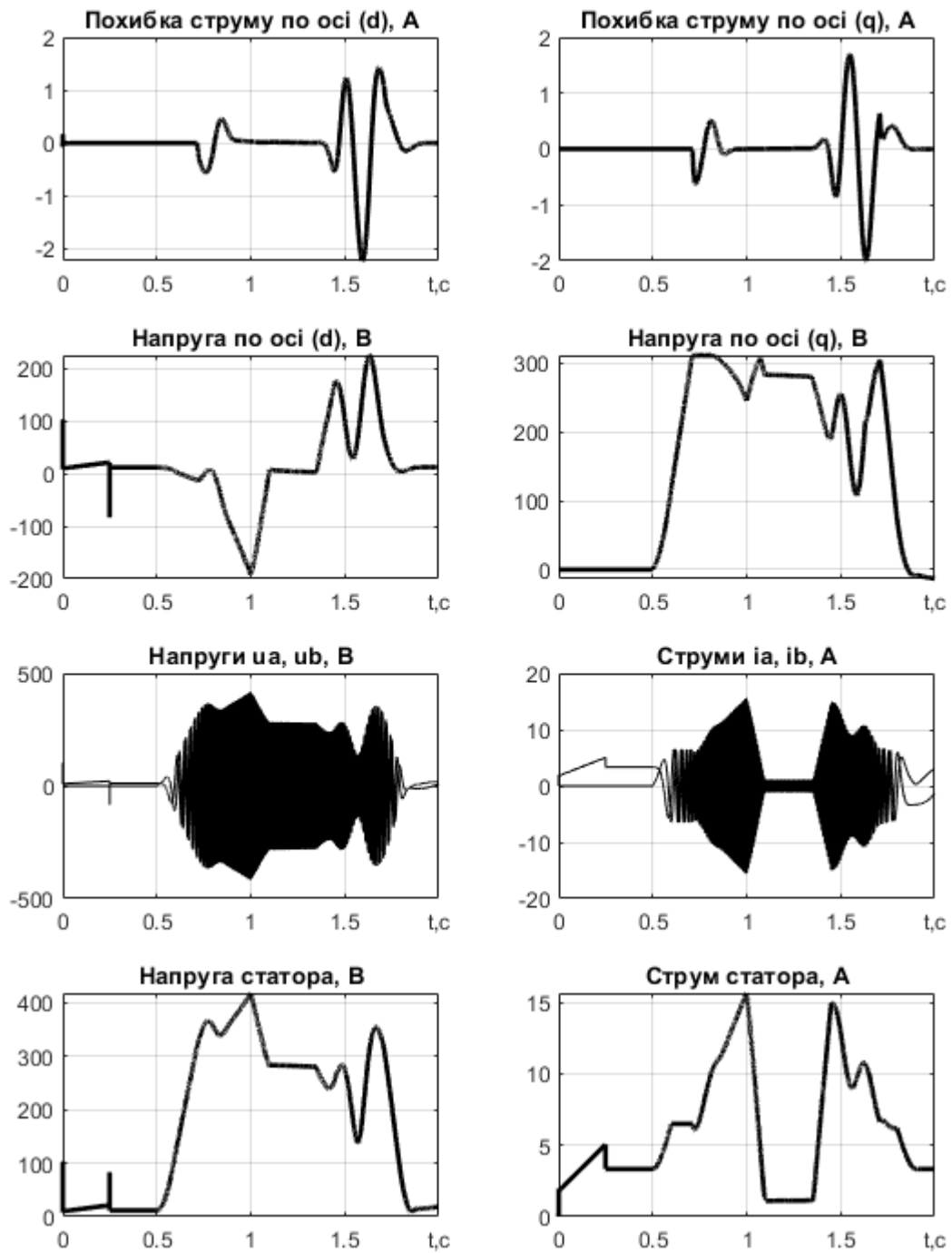


Рисунок 5.8 – Графіки перехідних процесів в системі векторного керування в з традиційним алгоритмом ослаблення поля

Як видно з графіків на рис. 5.7, при гальмуванні двигуна модуль вектору потокозчеплення має коливальний процес, в пік значення досягає більше 1 Вб що є недопустимим, через це погіршуються показники якості системи.

Напруга статора перевищує допустиме значення, що також не є можливим в реальних умовах, показано на рис. 5.8.

Для того щоб покращити цю систему необхідно ввести в обмеження в задання моменту. В той момент коли двигун буде розганятися вище номінальної швидкості, момент буде зменшуватися пропорційно швидкості, дане обмеження реалізовано:

$$M_{r1} = M_r \frac{\omega_n}{|\omega|} \quad (5.2)$$

Якщо $\omega > \omega_n$ то M_{r1}

Якщо ні то M_r

Графіки перехідних процесів з застосуванням обмеження на заданий момент показані на рис. 5.9 – 5.10.

Як видно з графіків 5.9 - 5.10 відбувається асимптотичне відпрацювання заданого моменту, двигун розганяється в 3 рази більше номінальної швидкості, для наглядної роботи алгоритму ослаблення поля.

Якщо здійснювати розгін двигуна на момент 15 Нм, з'являється не визначеність при гальмуванні двигуна в регуляторах струмів та коливання заданого потокозчеплення що призводить до погіршення показників якості керування, а також система виходить за рамки обмеження за напругою.

В такій системі не врахування нелінійності кривої намагнічування АД дуже впливає на процеси керування в другій зоні регулювання за швидкістю, що призводить до похибок регулювання модуля вектору потокозчеплення через присутність насичення в АД. В результаті система входить в обмеження за напругою, що не дозволяє ослаблення поля для досягнення швидкостей трикратно вище номінальної.

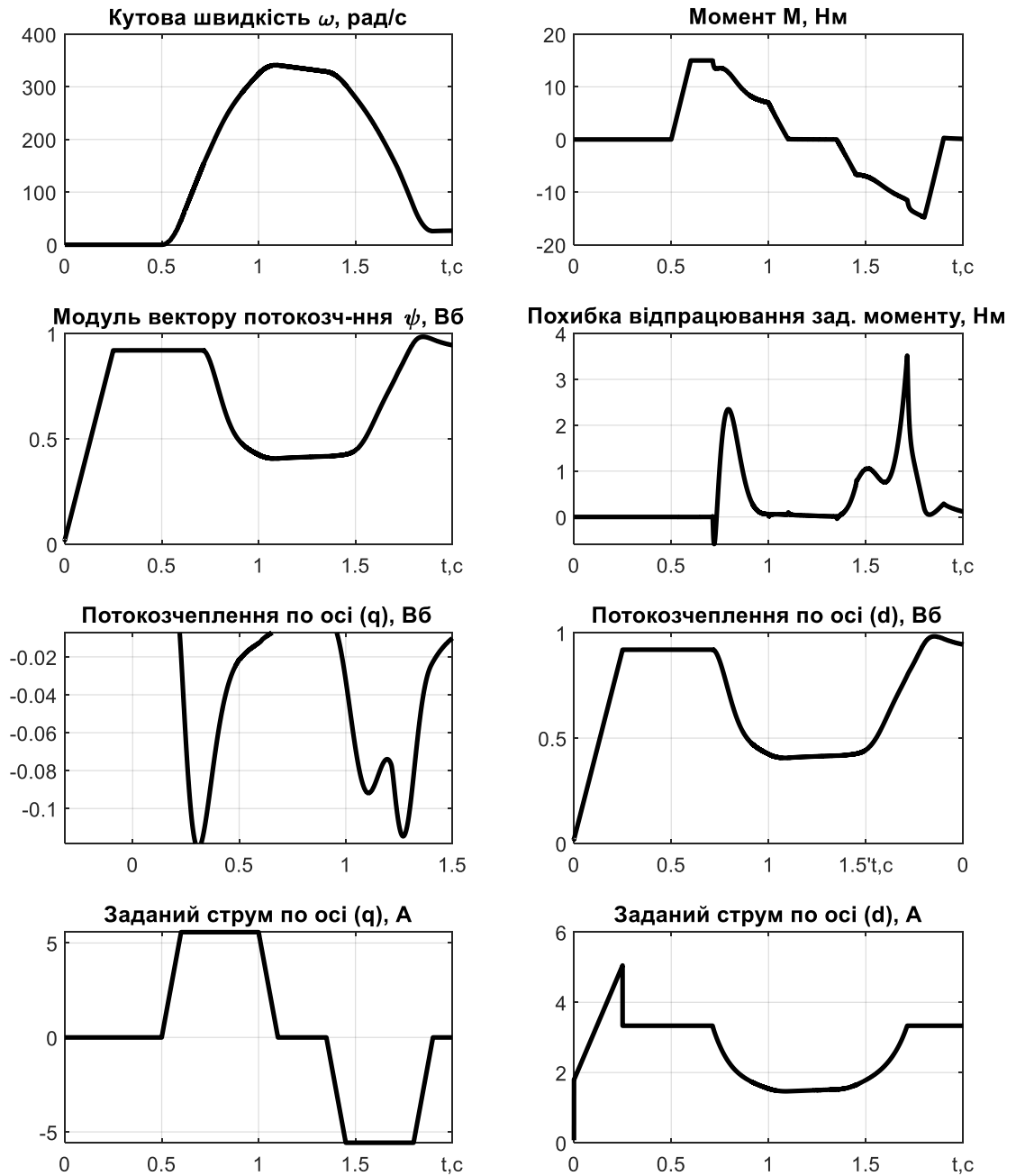


Рисунок 5.9 – Графіки перехідних процесів в системі векторного керування в з традиційним алгоритмом ослаблення поля з використанням обмеження

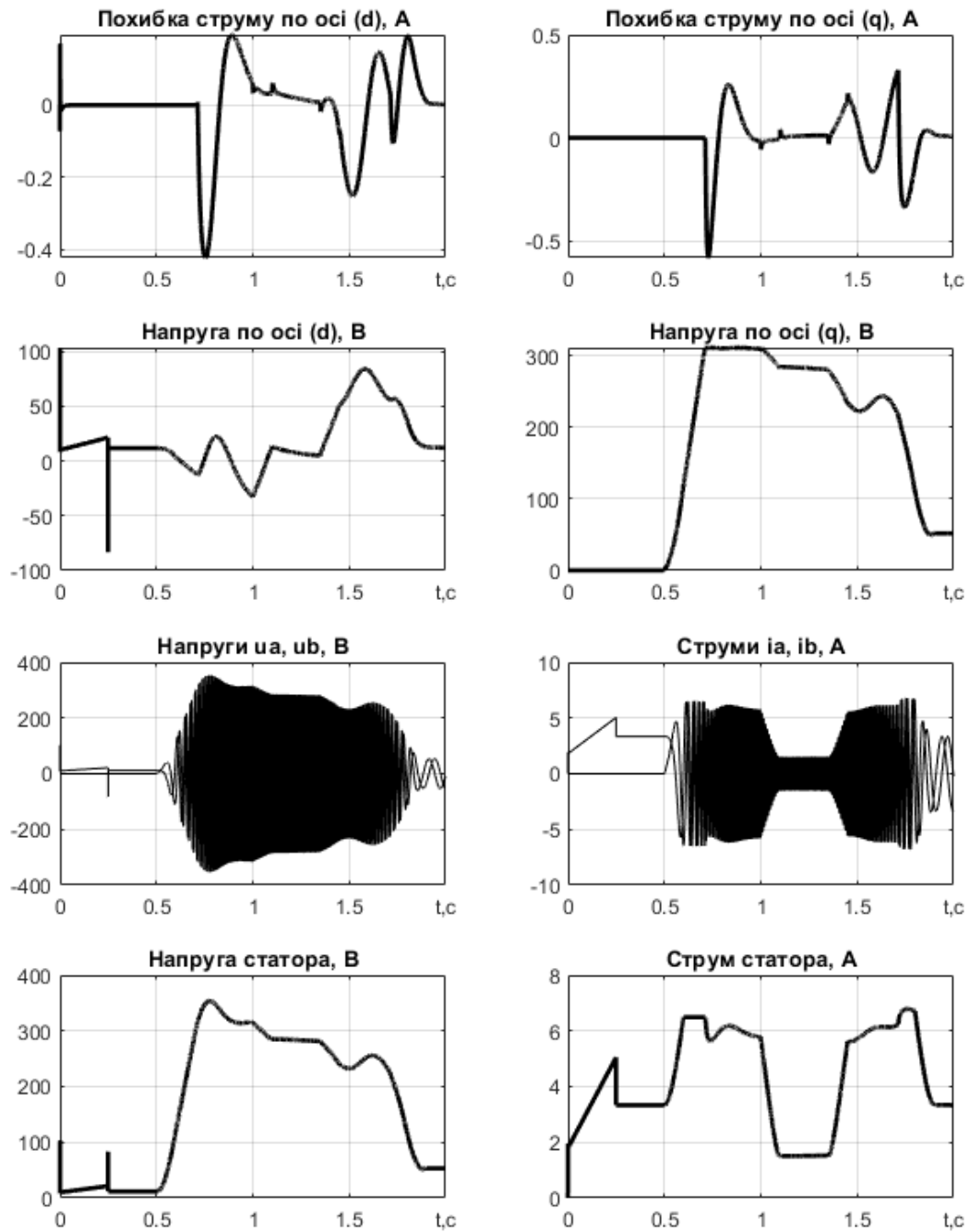


Рисунок 5.10 – Графіки перехідних процесів в системі векторного керування в з традиційним алгоритмом ослаблення поля з використанням обмеження

5.3 Дослідження динаміки алгоритму формування заданого потокозчеплення

Алгоритм формування заданого потокозчеплення в режимі ослаблення поля, заданий рівняннями (3.7), досліджено методом математичного моделювання у складі системи керування моментом АД.

Послідовність операцій керування, яку використано при дослідженні та показано на рис. 5.6, включає наступні етапи: на початковому інтервалі часу відбувається збудження двигуна; починаючи з $t=0.5c$ двигун розганяється з заданим моментом 15 Нм; при $t=1.2c$ двигун досягає швидкості $\omega=300rad/c$ та відбувається зменшення моменту і зменшення потокозчеплення при збільшенні швидкості за заданим рівнянням (3.7); при $t=1.4c$ починається гальмування двигуна; при $t=1.8c$ двигун гальмується до номінальної швидкості і в цей момент потокозчеплення повертається до номінального значення. Дослідження відбувається без статичного моменту навантаження. Параметри двигуна використовуються такі самі як в першому досліді, коефіцієнти регуляторів показані в другому досліді.

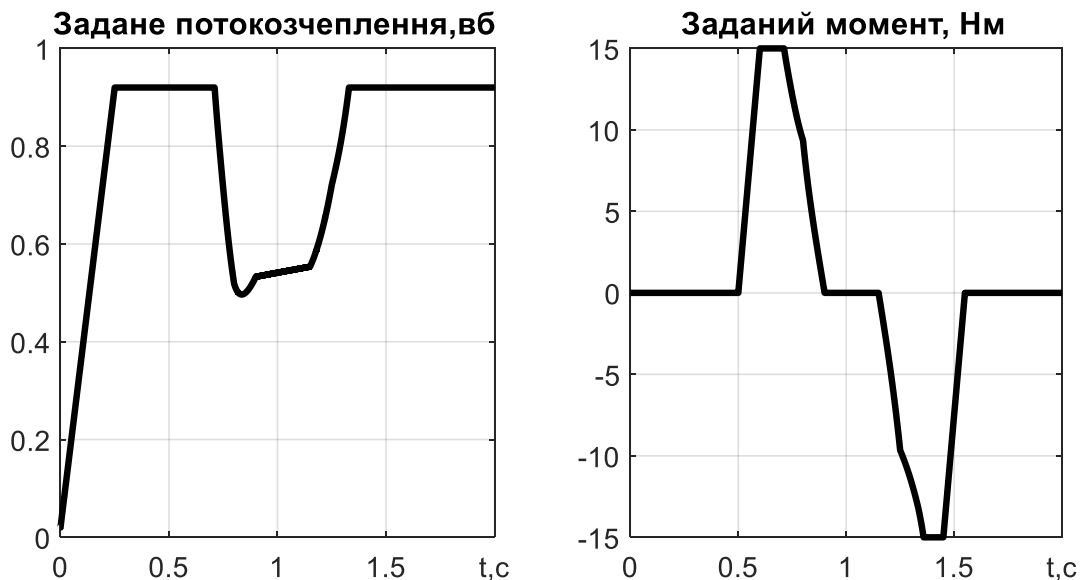


Рисунок 5.11 – Завдання на момент та потокозчеплення

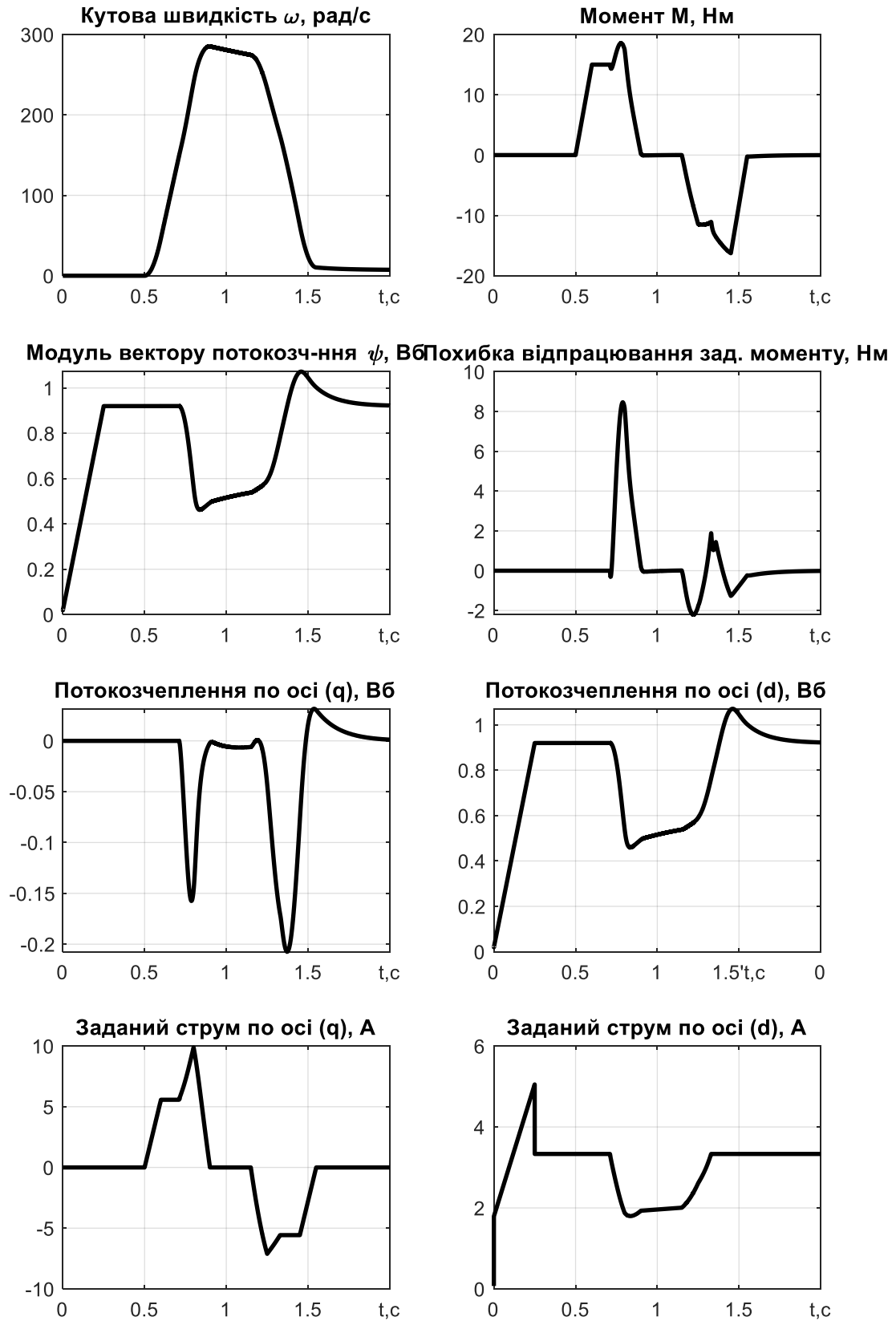


Рисунок 5.12 – Графіки перехідних процесів в системі векторного керування з алгоритмом формування заданого потокозчеплення з використанням обмеження заданого моменту

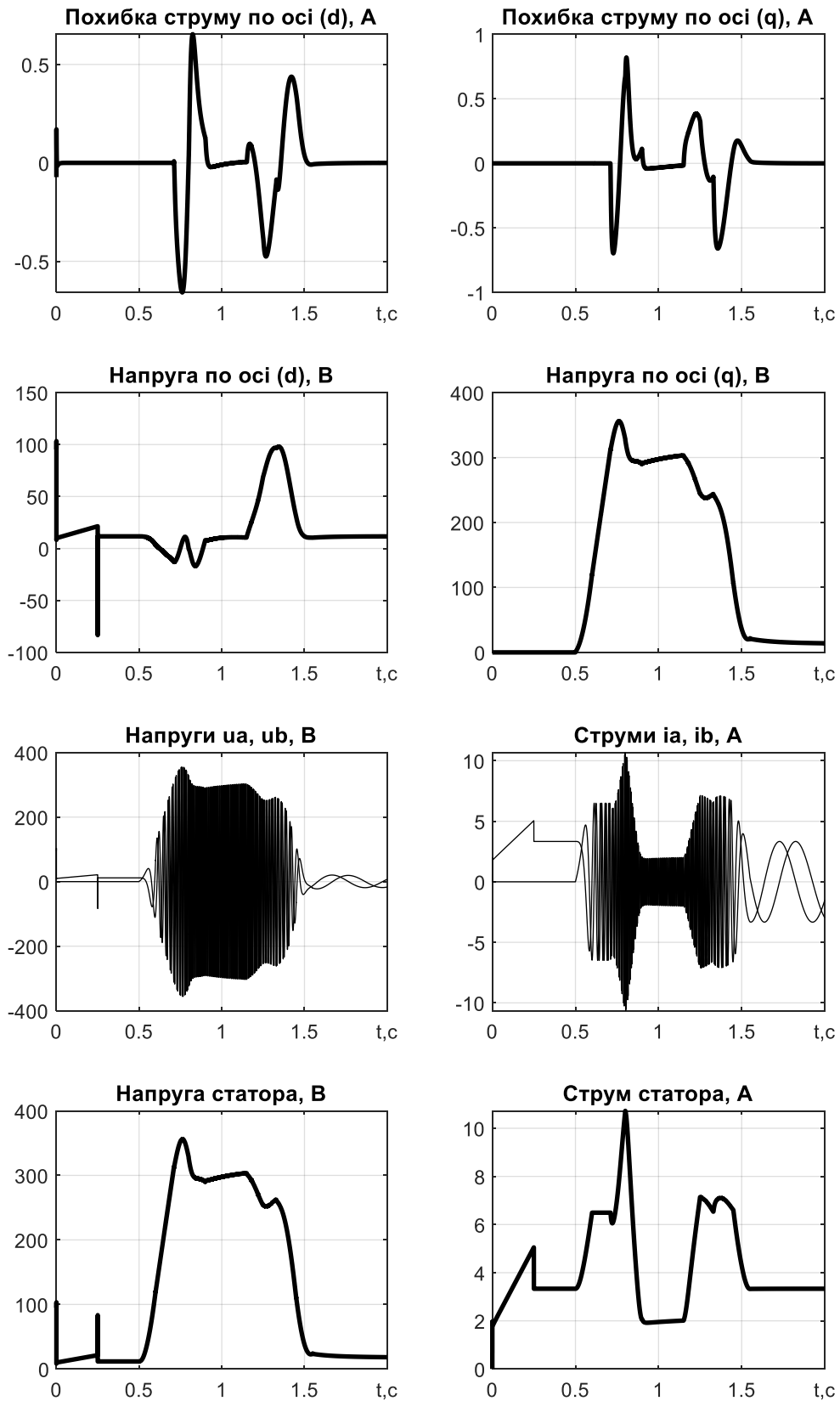


Рисунок 5.13 – Графіки перехідних процесів в системі векторного керування з алгоритмом формування заданого потокозчеплення з використанням обмеження заданого моменту

Як видно з графіків (5.12) зменшення заданого потокозчеплення починається з швидкості яка дорівнює номінальній, при цьому входження в обмеження напруги статора (рис. 5.13) зростає значення моменту утворюючої складової струму. Виходячи з графіка відпрацювання моменту (рис. 5.12) похибка обумовлена високою динамікою механічних координат і може бути зменшена шляхом використання модифікованого регулятора потокозчеплення.

На ділянці усталеного номінального значення струму статора (рис 5.13) по осі (q) стабілізується модуль напруги статора, що підтверджує алгоритм обмеження, при цьому відповідно зменшується момент двигуна.

Як видно з графіків помилки відпрацювання струмів по осям (d) та (q) в усталеному режимі вони дорівнюють 0, що також підтверджує ефективність використання заданого алгоритму в високошвидкісних режимах та для запобігання входження системи в обмеження по вихідній напрузі інвертора при роботі в зоні ослаблення поля.

Даний алгоритм формування заданого потокозчеплення в режимі ослаблення поля, призначений для використання в складі системи векторного керування моментом – потокозчеплення АД, який сформульований у вигляді математичної залежності, що враховує напругу ланки постійного струму, параметри машини і обмеження моменту утворюючої складової струму. Представлені результати на рис 5.12 – 5.13 підтверджують ефективність застосування запропонованого алгоритму для стабілізації вихідної напруги при роботі в зоні глибокого ослаблення поля.

5.4 Дослідження динаміки алгоритму ослаблення поля з обмеженням зі спостерігачем потокозчеплення

Алгоритм формування ослаблення поля при обмеженні напругою та з використанням спостерігача потокозчеплення, заданий рівняннями (2.14, 2.16-2.18, 2.20, 2.24-2.26) досліджено методом математичного моделювання у складі системи керування моментом АД.

Послідовність операцій керування, яку використано при дослідженні та показано на рис. 5.6, включає наступні етапи: на початковому інтервалі часу відбувається збудження двигуна до значення потокозчеплення ротора ψ^* в діапазоні від 0,2 Вб до 0,96 Вб; починаючи з $t = 0.5\text{с}$ двигун розганяється з заданим моментом 15 Нм; при $t = 1.2\text{с}$ двигун досягає швидкості; при $t = 1.4\text{с}$ починається гальмування двигуна; при $t = 2.4\text{с}$ двигун зупиняється. Дослідження відбувається без статичного моменту навантаження. Параметри двигуна використовуються такі самі як в першому досліді, коефіцієнти регуляторів показані в другому досліді.

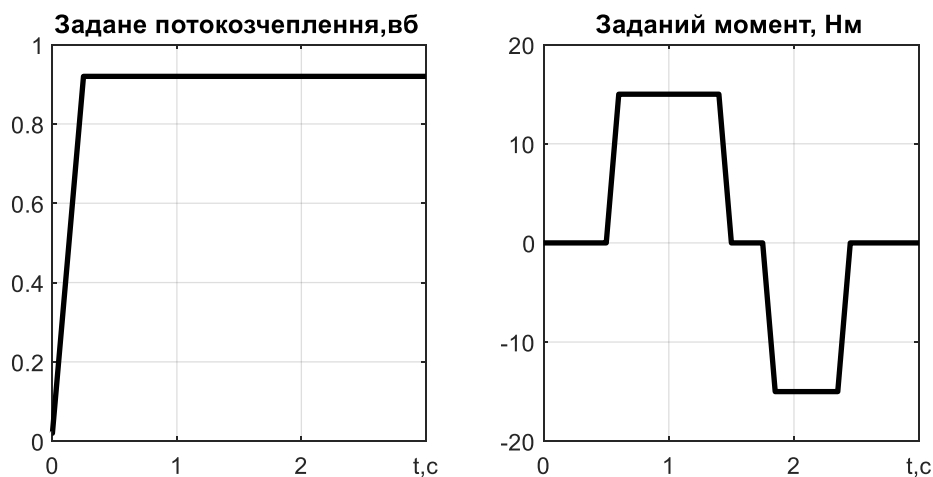


Рисунок 5.14 – Завдання на момент та потокозчеплення в системі векторного керування з використанням алгоритму формування ослаблення поля при обмеженні напругою та з використанням спостерігача потокозчеплення

Перехідні процеси в системі показані на графіках (5.15 – 5.16). Виконання дослідження має мету наглядного представлення даного алгоритму в системі векторного керування в режимі ослабленості поля.

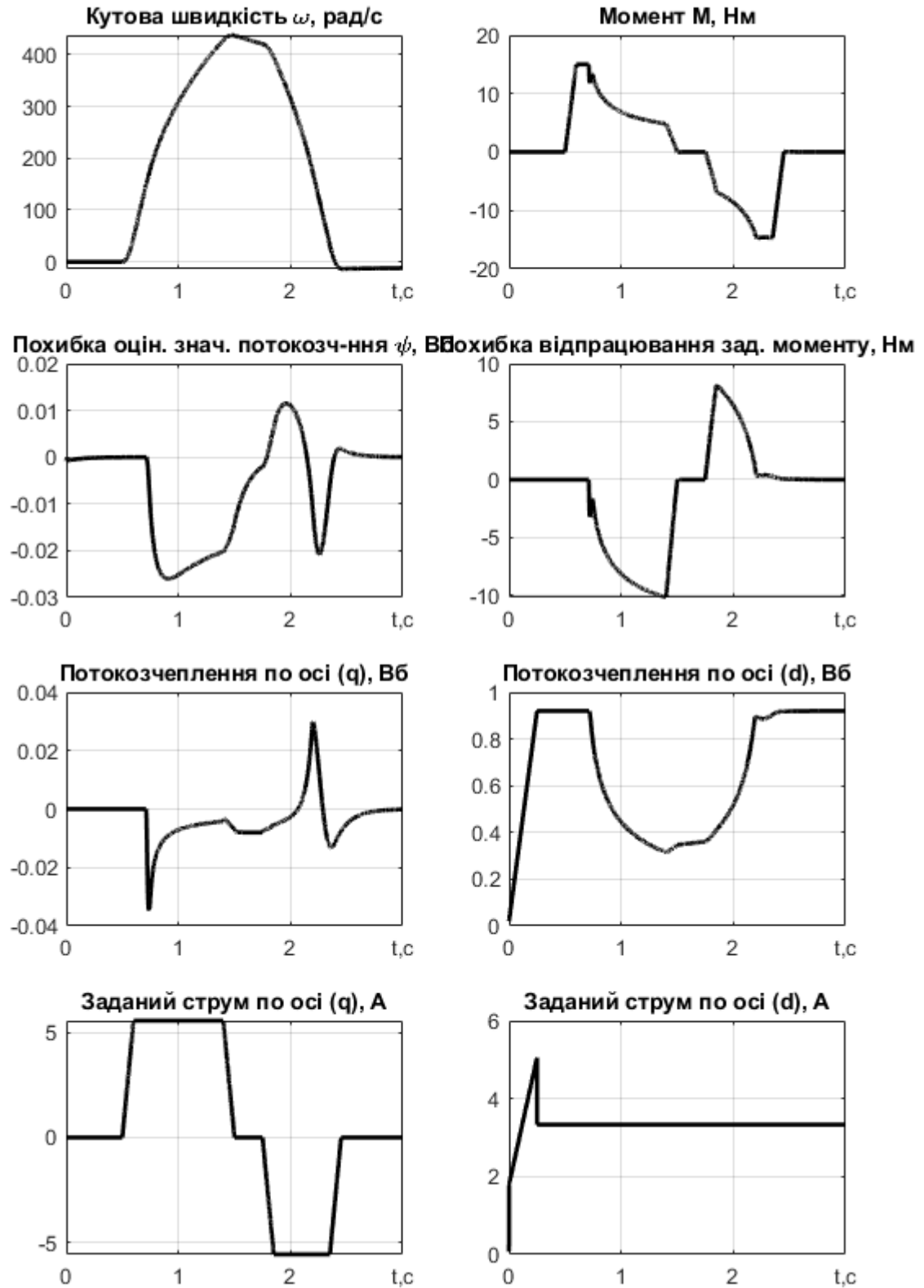


Рисунок 5.15 – Графіки перехідних процесів в системі векторного керування з використанням алгоритму формування ослаблення поля при обмеженні напругою та з використанням спостерігача потокозчеплення

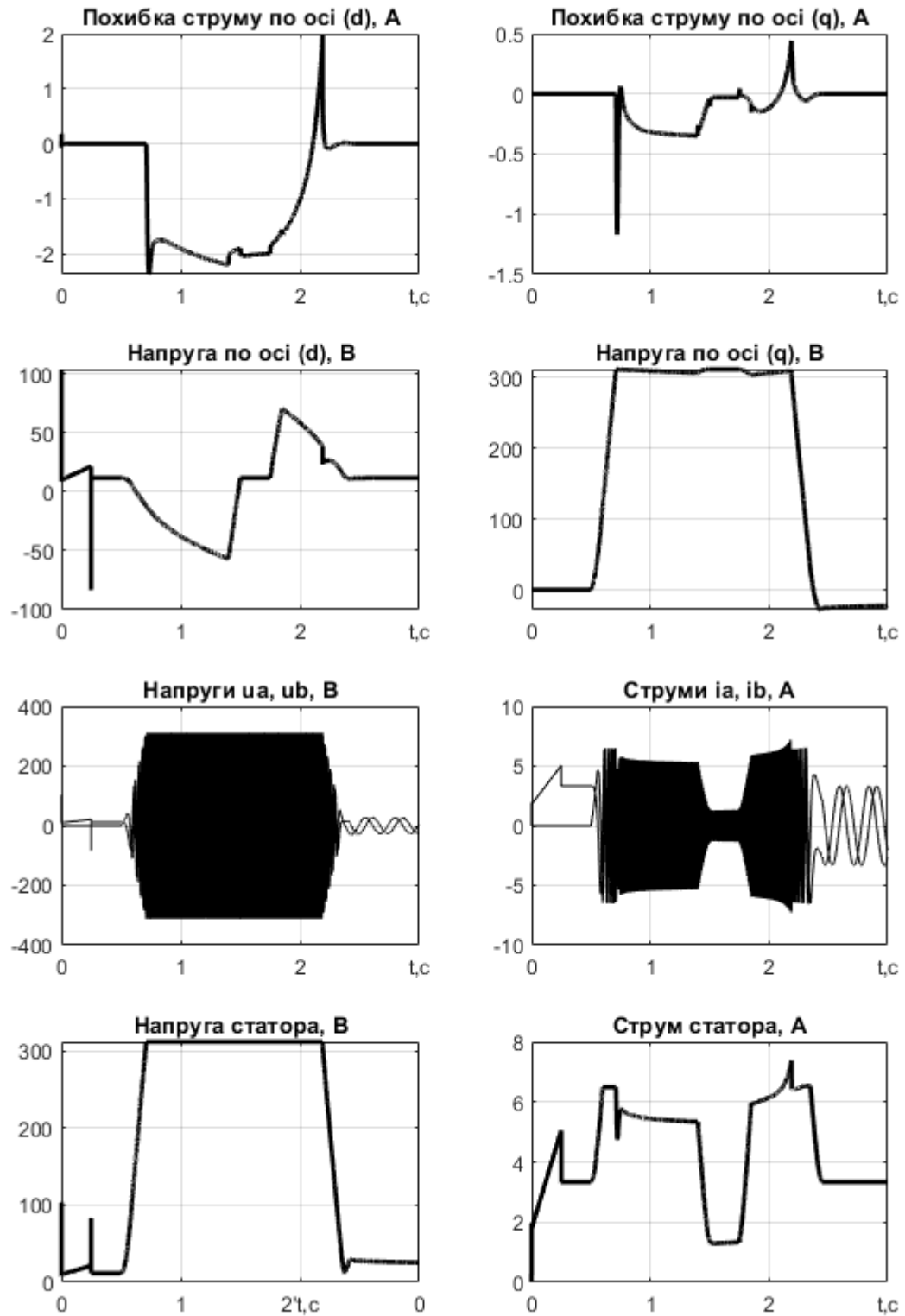


Рисунок 5.16 – Графіки перехідних процесів в системі векторного керування з використанням алгоритму формування ослаблення поля при обмеженні напругою та з використанням спостерігача потокозчеплення

Як видно з графіка (рис.5.15) похибка відпрацювання оціненого значення вектору потокозчеплення $\tilde{\psi} = \psi_s - \hat{\psi}$ приблизно дорівнює 0, що підтверджує асимптотичність відпрацювання потокозчеплення в режимі ослаблення поля.

Графік напруги по осі (q) (рис.5.16) при зменшенні потокозчеплення, напруга входить в обмеження при зростанні швидкості вище номінальної та моменту утворюючої складової струму по осі (q), це наглядно показує роботу обмеження напруги заданого рівняннями (2.16).

Виходячи з графіка моменту (рис. 5.15) похибка обумовлена високою динамікою механічних координат.

На ділянці усталеного номінального значення струму статора (рис 5.16) по осі (q) стабілізується модуль напруги статора, що підтверджує алгоритм обмеження, при цьому відповідно зменшується момент навантаження двигуна.

Як видно з графіків помилки відпрацювання струмів по осям (d) та (q) в усталеному режимі при швидкості вище номінальної, значення векторів не дорівнюють 0 , це підтверджує, що регулятори струмів в цей час обнуляються, таким чином забезпечується розімкнений режим керування.

Алгоритм є ефективним для використання в високошвидкісних режимах з можливістю запобігання входження системи в обмеження по вихідній напрузі інвертора при роботі в зоні ослаблення поля.

5.5 Дослідження алгоритму ослаблення поля з обмеженням зі спостерігачем потокозчеплення з врахуванням кривої намагнічування в двигуні

Дане дослідження проводилось для дослідження врахуванням кривої намагнічування в двигуні, та без врахування в алгоритмі керування. Послідовність операцій виконувалось так само, як і попередньому дослідженні. На рис. 5.18 наглядно показано яке значення індуктивності контру намагнічуванням L_m в двигуні та в алгоритмі керування.

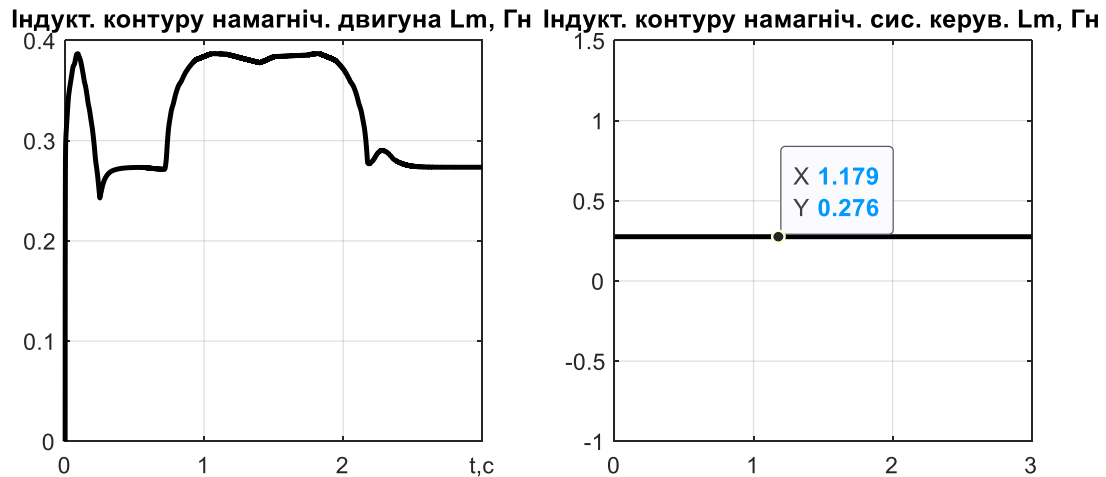


Рисунок 5.17 - Графіки перехідних процесів індуктивності контуру намагнічування L_m в двигуні та в алгоритмі керування

Як видно з графіків 5.17 значення індуктивності L_m в двигуні змінюється коли швидкість перевищує номінальну, але алгоритм керування не враховує зміну цього значення.

Графіки перехідних процесів на рис 5.18-5.19 показують що не врахування кривої намагнічування в двигуні призводить до похибок в струмів по осі d-q, та з'являється похибка при оцінці значення потокозчеплення, як наслідок з'являється похибка струмів по осям d-q.

Показники якості системи також погіршуються як видно з графіків погіршуються тому що з'являються похибки в регулюванні.

Застосування даного алгоритму є доцільним навіть якщо намагнічуючий контур не враховується в системі керування, тому що обмеження за напругою не дає системі вийти в обмеження що не призведе до поломки перетворювача частоти., але застосування даного алгоритму при такій конфігурації можливо тільки в системах де не потрібно великої точності.

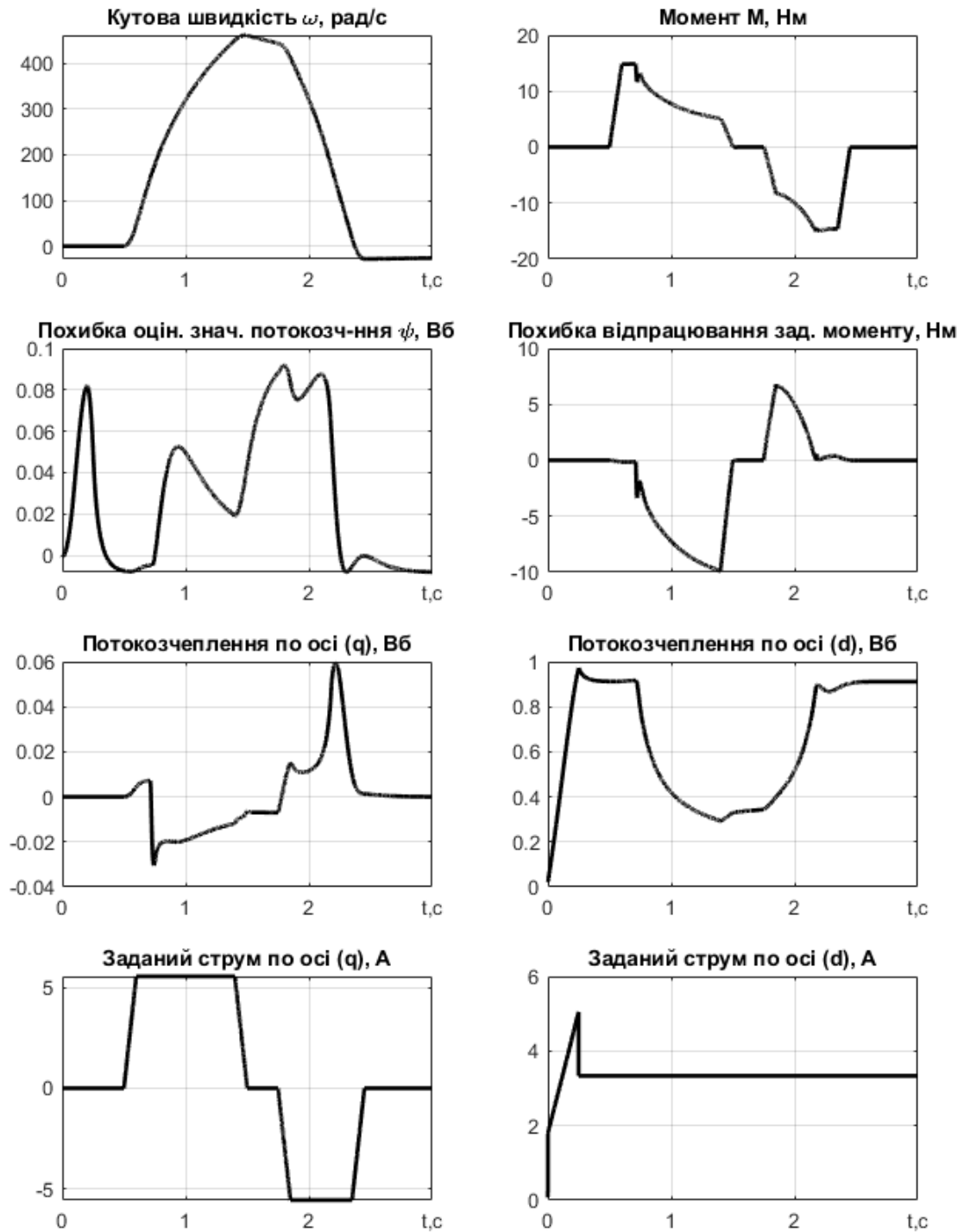


Рисунок 5.18 – Графіки перехідних процесів в системі векторного керування з використанням алгоритму формування ослаблення поля при обмеженні напругою та з використанням спостерігача потокозчеплення та з врахуванням кривої намагнічування в двигуні

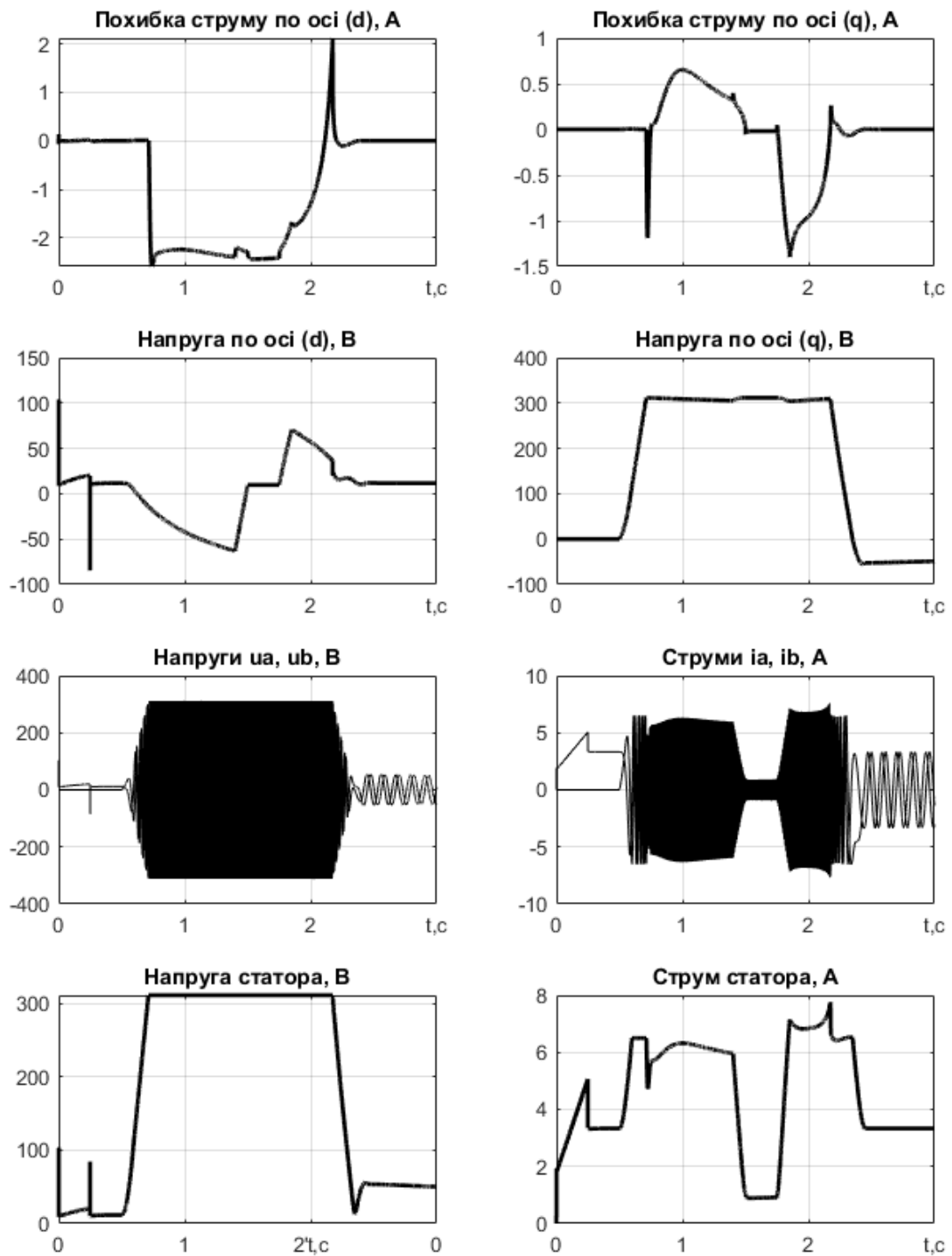


Рисунок 5.19 – Графіки перехідних процесів в системі векторного керування з використанням алгоритму формування ослаблення поля при обмеженні напругою та з використанням спостерігача потокозчеплення та з врахуванням кривої намагнічування в двигуні

5.6 Дослідження динаміки алгоритму ослаблення поля з обмеженням зі спостерігачем потокозчеплення з врахуванням кривої намагнічування

Дане дослідження проводилось для дослідження врахуванням кривої намагнічування в двигуні та з врахування в алгоритмі керування. Послідовність операцій виконувалось так само, як і попередньому дослідженні. На рис. 5.20 наглядно показано яке значення індуктивності контуру намагнічування L_m в двигуні та в алгоритмі керування.

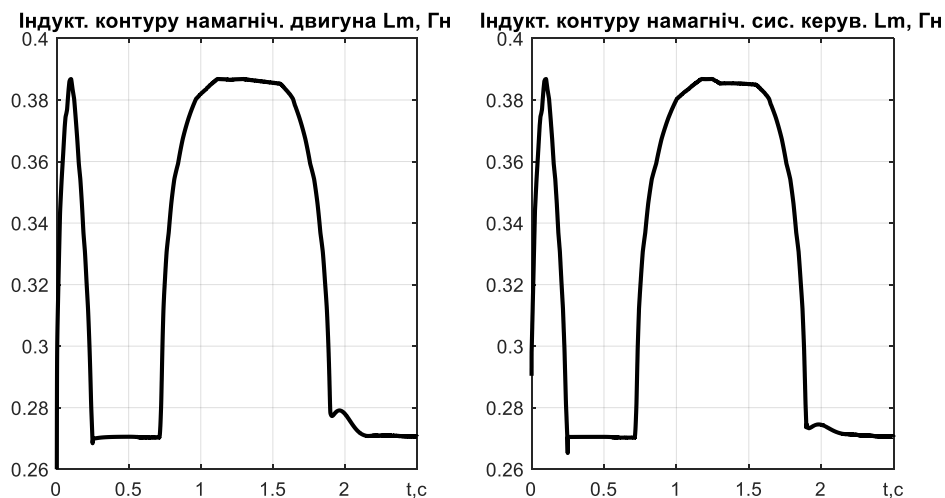


Рисунок 5.20 - Графіки перехідних процесів індуктивності контуру намагнічування L_m в двигуні та в алгоритмі керування

Як видно з графіків 5.20 значення індуктивності L_m в двигуні змінюється коли швидкість перевищує номінальну, а алгоритм керування враховує зміну цього значення але не напряду, а завдяки створеному спостерігачу який також розраховує параметри системи та застосовує ці значення для розрахунку в алгоритмі керування.

З графіків перехідних процесів на рис. 5.21-5.22 видно, що врахування кривої намагнічування в алгоритмі керування повністю компенсує помилки які виникали в минулому дослідженні. Врахування кривої намагнічування в системі керування дозволяє, компенсувати всіх похибки відпрацювання оціненого значення потокозчеплення.

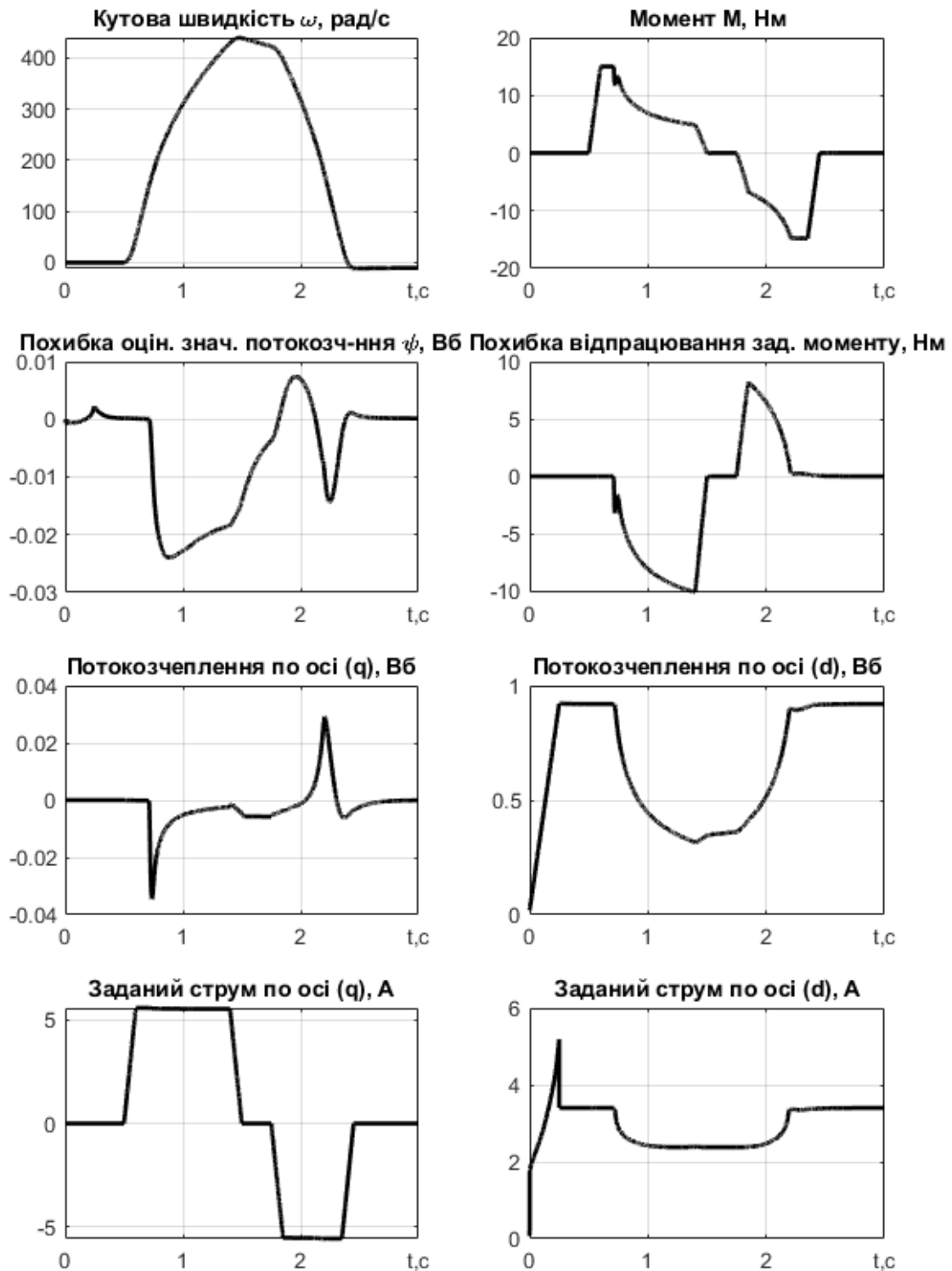


Рисунок 5.21 – Графіки перехідних процесів в системі векторного керування з використанням алгоритму формування ослаблення поля при обмеженні напругою та з використанням спостерігача потокозчеплення з врахуванням кривої намагнічування в двигуні та в алгоритмі керування

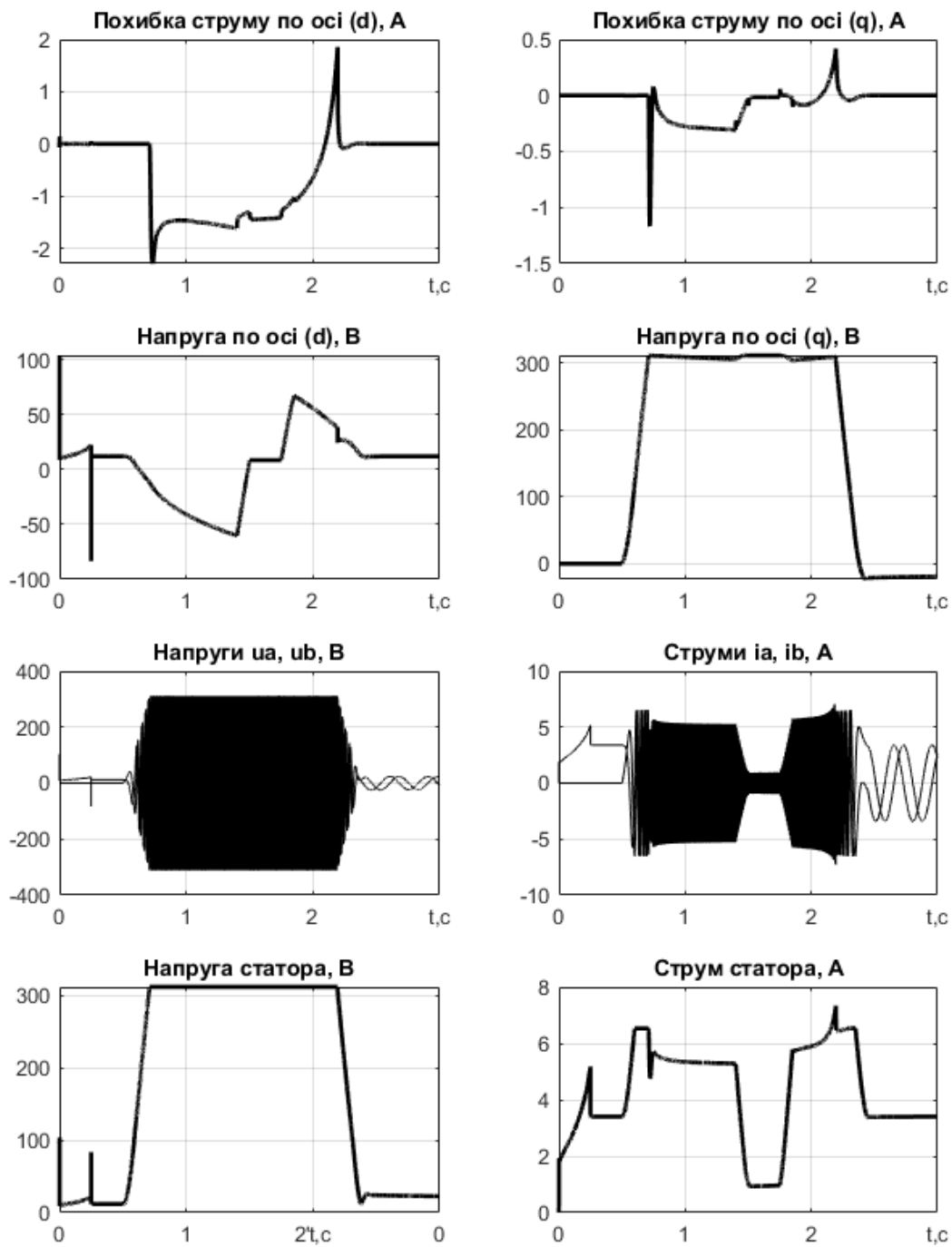


Рисунок 5.22 – Графіки перехідних процесів в системі векторного керування з використанням алгоритму формування ослаблення поля при обмеженні напругою та з використанням спостерігача потокозчеплення з врахуванням кривої намагнічування в двигуні та в алгоритмі керування

5.7 Дослідження динаміки векторного керування швидкістю з використанням традиційного алгоритму

Дослідження проводилось для порівняння поведінки алгоритмів керування моментом та швидкістю. Система векторного керування задана рівняннями (2.27-2.31), традиційний алгоритм рівнянням (3.1). Графіки перехідних процесів показано на рис. 5.23.

Систему керування швидкістю з використанням різних алгоритмів ослаблення поля також можна використовувати в електромеханічних системах.

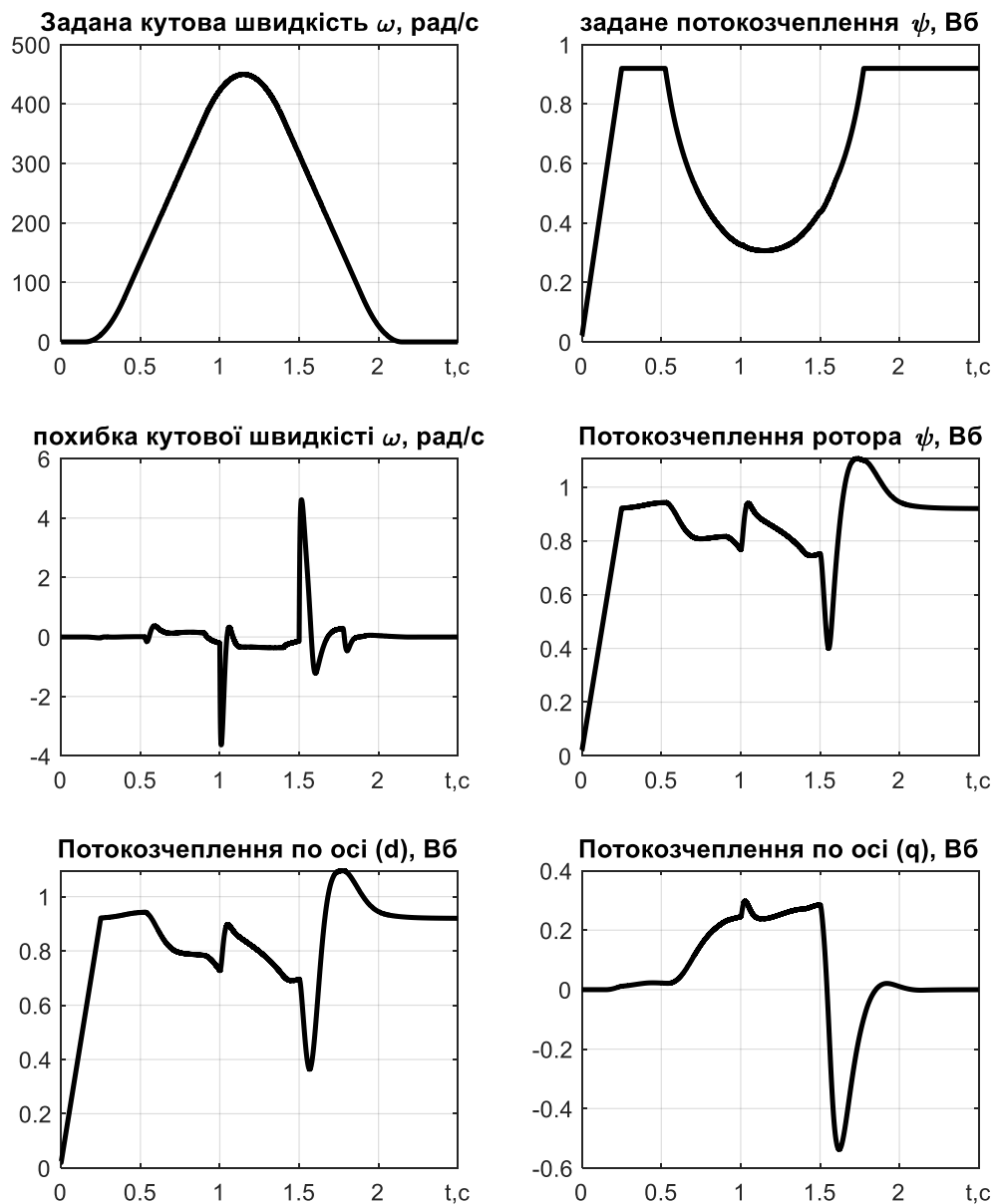


Рисунок 5.23 – Графіки перехідних процесів в системі векторного керування швидкістю з використанням традиційного алгоритму

Висновки до 5 розділу

В даному розділі було виконано дослідження алгоритмів ослаблення поля.

Алгоритм частотного керування який розімкнений вимірюється тільки кутова швидкість, повністю виконує функції алгоритму ослаблення поля на швидкостях вище номінальної, але через те що немає зворотних зав'язків за струму відпрацювання струмів не відбувається, момент в режимі ослаблення поля є заниженим

Традиційний алгоритм дає можливість керувати як заданим моментом так і заданим потокозчеплення, що дає можливість замкненого керування але при цьому з'являється вродженість та коливальні процеси коли швидкість досягає в 3 більше номінального значення, також при використанні традиційного алгоритму напруга статора перевищує номінальне значення, що ускладнює його реалізацію.

Алгоритм формування заданого потокозчеплення в режимі ослаблення поля, призначений для використання в складі системи векторного керування моментом – потокозчеплення АД, який сформульований у вигляді математичної залежності, що враховує напругу ланки постійного струму, параметри машини і обмеження моменту утворюючої складової струму, забезпечує його ефективність застосування для стабілізації вихідної напруги при роботі в зоні глибокого ослаблення поля.

Алгоритм непрямого векторного керування в режимі ослаблення поля при обмеженні напруги та з використанням спостерігача потокозчеплення є ефективним для використання в високошвидкісних режимах з можливістю запобігання входження системи в обмеження по вихідній напрузі інвертора при роботі в зоні ослаблення поля.

Врахування кривої намагнічування в системі керування дозволяє підвищити показники якості системи.

РОЗДІЛ 6 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ

Основна ідея для розробки стартап проекту полягає в тому що, алгоритм ослаблення поля можна використовувати як ідею реалізації в перетворювачі частоти, де потрібно працювати на швидкостях вище номінальної та не потрібне високо точне регулювання швидкості.

Більше того, оскільки попит українського ринку на перетворювачі з використанням векторного керування на 80%заміщений імпортом, на сьогодні особливо важливо запровадити вітчизняні тенденції розвитку. Цей розділ представить різні етапи стартап проекту та розгляне його економічні та маркетингові фактори для визначення основної можливості та можливих сфер реалізації його ринкового впровадження

6.1 Опис ідеї та технологічний аудит проекту

Головна ідея проекту полягає у використанні даного алгоритму в розробці перетворювача частоти в системах автоматизації, та електротранспорту.

Напрямки застосування вигоди для користувача наведені в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Застосування алгоритму ослаблення поля в перетворювачах частоти	1. Автоматизація	Знизити вартість системи та підвищити надійність
	2. Верстати з ЧПУ	
	3. Насосні установки	
	4. Вентиляційні системи	
	5. Електротранспорт	

Здійснимо порівняння з існуючими аналогами та альтернативами та проаналізуємо потенційні технічні та економічні переваги ідеї. Результати порівняння наведені в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2– Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

№ п/ п	Техніко- економічні характеристики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів				W (слабка сторона)	N (нейтральна сторона)	S (сильна сторона)
		Мій проект	Конкуре нт1	Конкуре нт2	Конку- рент3			
1.	Широкий діапазон швидкостей	Так	Ні	Так	Ні			+
2.	Збереження статичних і динамічних властивостей	Так	Ні	Так	Ні		+	
3	Собівартість	Низька	Низька	Низька	Низька		+	

Отриманий перелік слабких, сильних та нейтральних характеристик є основою його конкурентоспроможності. Однак, оскільки потенційні аналоги та замітники, задумані в цьому проекті, в основному є комерційною таємницею виробника електроприводів, тому важко провести всебічний порівняльний аналіз усіх характеристик та атрибутів конкурентів.

На сьогоднішній день, всі алгоритми ослаблення поля та векторного керування моментом АД реалізуються на мікропроцесорній техніці. Використовується спеціальний тип мікро контролерів, такі як цифрові сигнальні процесори (ЦСП), таких рішень є багато на ринку. Виробників на міжнародно дному ринку багато, основні з них є STMicroelectronics[66], Texas Instruments[65], NXP[67].

Для реалізації алгоритмів ослаблення поля не потрібні додаткові затрати у вигляді технічної інформації, тому що алгоритм записується в мікроконтролер

спеціальною програмою яку надає виробник у вигляді коду написаний на мові програмування, найчастіше C++.

У таблиці 6.3 наведено технічну можливість реалізації проектних ідей на прикладах мікроконтролерів кожного з згаданих виробників.

Таблиця 6.3 – Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ п/п	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Використання	TMS320F28069F	Наявна	Доступна
2	алгоритму	STM32M400	Наявна	Доступна
3	ослаблення поля	MPC5645L	Наявна	Доступна
Обрана технологія реалізації ідеї проекту: надана технологія може бути використана та є доступною для розробників проектів.				

Таблиця 6.3, показує, що реалізація ідеї даного проекту є можлива.

6.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Потенційними клієнтами для запуску стартапів на ринку є компанії-виробники електроприводів.

У таблиці 6.4 наведено аналіз потенційних споживачів на українському ринку.

Аналізуючи представницьких споживачів, ми дійшли наступного висновку: Хоча теоретично вищий прибуток можна отримати у випадку співпраці з міжнародними компаніями, компанії, зосереджені в Україні, є вигіднішими для співпраці. Цей вибір обумовлений відносно простим зв'язком з відділами управління та розробки.

Далі, на основі результатів визначення потенційної клієнтської бази, ми аналізуємо ринкове середовище.

З цією метою склали таблицю факторів, що впливають на реалізацію проектного ринку та факторів, що перешкоджають реалізації проекту. Результати наведені в таблицях 6.4 - 6.6.

Таблиця 6.4 – Потенційні клієнти на ринку України

№ п/п	Виробник	Особливості
1	ABB	Міжнародна компанія, яка надає широкий спектр послуг та готових рішень. Виробничі потужності та відділи розвитку розташовані за кордоном.
2	Siemens	Міжнародна компанія, яка надає широкий спектр послуг та готових рішень. Виробничі потужності та відділи розвитку розташовані за кордоном..
3	Електротехника Привод Автоматизация (ЭПА)	Швидко зростаюча українська компанія. Виробничі потужності та відділ розвитку розташовані в Україні.
4	Diada Group	Швидко зростаюча українська компанія. Виробничі потужності та відділ розвитку розташовані в Україні..
5	EATON	Міжнародна компанія, яка надає широкий спектр послуг та готових рішень. Виробничі потужності та відділи розвитку розташовані за кордоном.

Таблиця 6.5 – Фактори загроз проекту

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Конкуренція	Наявність на ринку світових компаній.	Пропозиція існуючої великої компанії щодо придбання проектних ідей.
2	Вартість	Збільшення вартості товару, використовуючи більш потужні обчислювальні пристрої.	Дешевші аналоги мікроконтролерів останнього покоління.

Таблиця 6.6– Фактори можливостей проекту

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Попит (зростання/зменшення)	Потрібні більш точні та енергоефективні технічні засоби та системи.	Розширювання модельного ряду та надання безкоштовного сервісу протягом певного періоду часу.
2	Мала собівартість	Собівартість реалізації товару, що продається, невисока.	Скорочення витрат, використовуючи дешевші та потужніші мікроконтролери останніх поколінь

6.4 Аналіз пропозиції та умов конкуренції в галузі

В табл. 6.7 наведений аналіз пропозицій, та визначені риси конкуренції на ринку.

Таблиця 6.7- Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)
1. Тип конкуренції — чиста	Існує що найменше 5 світових компаній та щонайменше 5 Українського походження	Можливі проблеми з виходом на ринок. Потрібно вдосконалити спілкування компаніями партнерами та рекламувати продукт.
2. За рівнем конкурентної боротьби – міжнародна	2 українських компанії та 5 міжнародних	Створення команд спеціалістів для наладки та обслуговування обладнання
3. За галузевою ознакою - міжгалузева	Товари, що надаються конкурентами, також можуть бути використані для промисловості та енергетики, зокрема в електротранспорті..	Впровадження системи в інших сферах діяльності.
4. Конкуренція за видами товарів: - товарно-родова	Види конкуруючих товарів різні тому, що використовують різні алгоритми ослаблення поля	Впроваджений алгоритм дозволяє поліпшити якість керування, в зоні ослаблення поля, ідеальне рішення для електротранспорту

Продовження Таблиці 6.7

5. За характером конкурентних переваг - нецінова	Зменшення обчислення МК, за рахунок простоти алгоритму.	Підвищення якості керування для заданого моменту навантаження, швидкостей вищих за номінальну та розширення діапазону стійкості двигуна.
6. За інтенсивністю - марочна	Конкуренти - відомі бренди в цьому сегменті ринку.	Створення асортименту персональних моделей перетворювачів та активне впровадження їх у промисловість та електротранспорт, або співпраця з існуючими компаніями.

В табл. 6.8 виконано детальний аналіз умов конкуренції в галузі, за моделі 5 сил М.Портера

Таблиця 6.8 - Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари-замінники
Складові аналізу	Навести перелік прямих конкурентів	Визначити бар'єри входження в ринок	Визначити фактори сили постачальників	Визначити фактори сили споживачів	Фактори загроз з боку замінників
Висновки:	На ринку є багато конкурентів: наприклад, Siemens, Schneider, EATON, ABB, Dada Group. Кожен конкурент пропонує схожі, але різні товари.	Бар'єром для виходу на ринок є компанії великих брендів..	Компанії світових брендів безпосередньо погоджує потреби та умови клієнта, тому постачальники відсутні, бо це і є компанії	Замовник визначає техніко-економічні характеристики, які йому необхідні для функціонування системи.	Альтернативні варіанти можуть виконувати подібні функції, які є більш відомі

6.6 Аналіз факторів конкурентоспроможності та SWOT-аналізу

В табл. 6.9 показано, що на основі аналізу конкуренції та з урахуванням концепції проекту та споживчих потреб товару ми визначимо такі фактори конкурентоспроможності цього стартап-проекту.

Таблиця 6.9 – Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)
1	Широкий діапазон регулювання швидкості	Оскільки це дозволяє більш ефективно використовувати електродвигун, це збільшить привабливість для користувачів.
2	Підвищення динамічних і статичних показників якості	Покращується якість керування, та можлива робота на більш високих швидкостях

В табл. 6.10 показано порівняльний аналіз сильних та слабких сторін проекту.

Таблиця 6.10 – Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін

№ п/ п	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з запропонованим						
			-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
1	Широкий діапазон регулювання швидкості	15	+						
2	Підвищення динамічних і статичних показників якості	15			+				

Заключним етапом ринкового аналізу можливостей реалізації проекту є проведення SWOT-аналізу сильних і слабких сторін, загроз та можливостей на основі обраних ринкових загроз та можливостей, а також сильних та слабких сторін (таблиця 6.11).

Таблиця 6.11- SWOT- аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: Широкий діапазон регулювання швидкості	Слабкі сторони: Через велику кількість конкурентів як світових так і українських, складно вийти на ринок.
Можливості: Зростання попиту та зменшення вартості	Загрози: Наявність конкурентів як світових так і українських виробників

На основі SWOT-аналізу ми розглянемо альтернативи поведінки ринку, щоб вивести проекти на ринок та забезпечити найкращий час для їх реалізації на ринку (табл. 6.12). На основі аналізу ринкової можливості розпочати проект, ми дійшли висновку, що варіант 2 є більш привабливим через коротший час впровадження та більшу ймовірність досягнення результатів.

Таблиця 6.12 - Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

№ п/п	Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки	Ймовірність отримання ресурсів	Строки реалізації
1	Розробка власних перетворювачів частоти для електроприводів, в яких буде впроваджено власний алгоритм.	50%	1,7 роки

Продовження таблиці 6.12

2	Кооперація з виробниками перетворювачів частоти для електроприводів, що не впровадили ще власні розробки	85%	5 місяців
---	--	-----	-----------

6.8 Розроблення ринкової стратегії проекту

В табл. 6.13 сформовано базову стратегію розвитку.

Таблиця 6.13 – Визначення базової стратегії розвитку

№ п/п	Обрана альтернатива розвитку проекту	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи	Базова стратегія розвитку*
1	Кооперація з виробниками перетворювачів частоти для електроприводів, що не впровадили ще власні розробки	Реклама та масовий маркетинг	Широкий діапазон регулювання швидкості та підвищені динамічні і статичні показники якості	Стратегія спеціалізації.

В таблиці 6.14 наведено кроки обирання стратегії конкретної поведінки.

Таблиця 6.14 – Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ п/п	Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки*
1	Ні	Компанія буде займатися пошуком нових клієнтів, а також буде пропонувати існуючим більш вигідні умови по заміні старих девайсів на власні.	Ні, в більшості випадків новизна та практична реалізація є основою для залучення нових клієнтів та існуючих.	Стратегія заняття конкурентної ніші.

В таблиці 6.15 розроблено стратегію позиціонування, яка полягає в формуванні ринкової позиції, де споживачі ідентифікують даний стартап-проект.

Таблиця 6.15 – Визначення стратегії позиціонування

№ п/п	Вимоги до товару цільової аудиторії	Базова стратегія розвитку	Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які мають сформулювати комплексну позицію власного проекту (три ключових)
1	Алгоритм має забезпечувати керування процесами в широкому діапазоні швидкостей	Стратегія спеціалізації.	Підвищення динамічних і статичних показників якості	Забезпечення відпрацювання моменту в широкому діапазоні швидкостей

6.9 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

В таблиці 6.16 представлено результати формування маркетингової концепції представленого товару, який і буде отримувати споживач, для цього вданій таблиці будуть представлені результати попереднього аналізу конкурентоспроможності товару.

Таблиця 6.16 – Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ п/п	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)
1	Забезпечення відпрацювання моменту в широкому діапазоні швидкостей	Товар забезпечить відпрацювання моменту в широкому діапазоні швидкостей	В порівнянні з конкурентами, алгоритм забезпечує простоту керування в широкому діапазоні швидкостей.
2	Високі динамічні і статичні показники якості системи	Підвищується якість керування та зручність наладки перетворювача	Розроблений алгоритм дозволяє отримати динаміку системи гарні показники якості системи та енергоефективність даного перетворювача

Трирівнева маркетингова модель товару наведена у таблиці 6.17

Таблиця 6.17 – Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові
I. Товар за задумом	Алгоритм ослаблення поля з використанням векторного керування асинхронними двигунами, з урахуванням насичення кривої намагнічування двигуна

Продовження таблиці 6.17

II. Товар у реальному виконанні	Властивості/характеристики	М/Нм	Вр/Тх /Тл/Е/Ор
	1. Низька собівартість 2. Широкий діапазон швидкостей 3. Високі динамічні і статичні показники якості	—	—
	Налаштування алгоритму стандартне (від виробника), наладка та тестування— за бажанням замовника		
	Пакування присутнє		
	Марка: Перетворювач з векторним керуванням в режимі ослаблення поля з урахування кривої намагнічування		
III. Товар із підкріпленням	До продажу: Демонстрація продукту та показ основних тестів для приваблення клієнтів		
	Після продажу: Наладка даного приводу та консультація по основним питанням		
За рахунок чого потенційний товар буде захищено від копіювання: захист інтелектуальної власності.			

Оскільки розроблений алгоритм є повністю інтелектуальною власністю, його використання буде здійснюватися на тій же основі. Відповідно до українського Закону про авторське право [68], можна застосувати такі стратегії:

- 1) Передати право на використання алгоритму за фіксованою ціною.
- 2) Відсоток права на використання алгоритму при продажу електроприводів (так звана "плата за користування")

Таблиця 6.17

Висновок до 6 розділу

У цьому розділі описані основні кроки для впровадження розробленого алгоритму управління на ринку. Отримані наступні результати:

1. Визначено основні переваги для користувачів, а саме - зменшити системні витрати та покращення надійності.
2. Згідно з аналізом ринку, розраховано плюси та мінуси, впровадження алгоритму керування ослаблення поля в систему перетворювача частоти АД.
3. Розглянуто технічну реалізацію алгоритму, та інтеграцію його в ПЧ. Обмеження, щодо інтеграції даної системи не виявлено.
4. Відповідно до ринку виробників електроприводів в Україні визначено основні цільові групи споживачів.
5. Вибрано найкращу стратегію капіталізації для кожної групи клієнтів.

Для кожної групи клієнтів обрано свою стратегію капіталізації яка залежить від прибутку кожного споживача. Тому у випадку співпраці з великими компаніями необхідно використовувати принцип передачі прав у відсотках від прибутку, тоді як у випадку співпраці з малими компаніями вигідніше вибрати одноразовий платіж. У той же час варто звернути увагу на імпульс зростання компанії-клієнта. Можливо, коли великі компанії мають застій, а малі компанії швидко розвиваються, стратегію можна змінити на іншу.

ЗАГАЛЬНИЙ ВИСНОВОК

В даній магістерській дисертації вирішено актуальне питання дослідження впливу нелінійності кривої намагнічування на процеси ослаблення поля у асинхронному векторно-керованому електроприводі, та підвищення показників якості керування в системах керування АД за рахунок врахування нелінійності магнітної системи. При цьому отримано наступні результати:

1. Будуючись на результатах аналітичного огляду встановлено, що для вдосконалення існуючих алгоритмів ослаблення поля необхідно врахувати криву намагнічування двигуна. Для цього в роботі досліджені основні алгоритми ослаблення поля АД, здійснена їх модифікація для застосування кривої намагнічування. Розглянуті алгоритми керування використовувались для дослідження алгоритмів ослаблення поля.

2. Методом математичного моделювання встановлено, що при частотному керуванні при використанні в рівнянні кутової швидкості ω_0 заданого значення потокозчеплення ψ^* , показники якості відпрацювання моменту при швидкості вище номінальної суттєво знижуються.

3. Традиційний алгоритм ослаблення поля та модифікований алгоритм потокозчеплення ослаблення поля в поліорієнтованій системі керування забезпечують приблизно однакові характеристики при розімкненому керуванні.

4. Алгоритм поля з обмеженням напруги та зі спостерігачем потокозчеплення забезпечує характеристики близькі до існуючих в замкнених системах векторного керування, а з точки зору практичної реалізації є більш простим.

5. Встановлено, що не врахування в системах векторного керування кривої намагнічування двигуна суттєво впливає на показники якості системи. Зокрема врахування кривої намагнічування в рамках ослаблення поля з використанням запропонованого алгоритму дозволяє зменшити похибку оцінювання потокозчеплення в п'ять разів.

6. У частині стартап проекту були представлені основні кроки впровадження розробленого алгоритму ослаблення поля на ринок, визначено переваги для користувачів та розраховано вигоди від реалізації алгоритму у системі перетворювача частоти. Розглянуто технічні методи реалізації алгоритму ослаблення поля та визначено основні групи споживачів. Крім того, вибрано найкращу стратегію капіталізації для кожного типу клієнта.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Li, Z., Khajepour, A., Song, J.: A comprehensive review of the key technologies for pure electric vehicles. *Energy* 182, 824–839 (2019).
2. Zou, Y., Wei, S., Sun, F., Hu, X., Shiao, Y.: Large-scale deployment of electric taxis in Beijing: a real-world analysis. *Energy* 100, 25–39 (2016).
3. Du, J., Li, F., Li, J., Wu, X., Song, J., Zou, J., Ouyang, M.: Evaluating the technological evolution of battery electric buses: China as a case. *Energy* 176, 309–319 (2019).
4. Sun, X., Li, Z., Wang, X., Li, C.: Technology development of electric vehicles: a review. *Energies* 1(13), 90 (2020).
5. Du, J., Ouyang, M., Wu, X., Meng, X., Li, J., Li, F., Song, Z.: Technological direction prediction for battery electric bus under influence of China's new subsidy scheme. *J. Clean. Prod.* 222, 267–279 (2019).
6. Kumar, P.R., Alok, K.: Adoption of electric vehicle: a literature review and prospects for sustainability. *J. Clean. Prod.* 253, 119911 (2020).
7. China association of automobile manufacturers: Economic performance of the automotive industry in November 2019, (2020-05-25).
8. Lopez, I., Ibarra, E., Matallana, A., Andreu, J., Kortabarria, I.: Next generation electric drives for HEV/EV propulsion systems: technology, trends and challenges. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 114, 109336 (2019).
9. Zhu, Z.Q., Howe, D.: Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proc. IEEE* 4(95), 746–765 (2007).
10. Salem, A., Narimani, M.: A review on multiphase drives for automotive traction applications. *IEEE Trans. Transp. Electrification* 4(5), 1329–1348 (2019).
11. Thomas, V.J., Maine, E.: Market entry strategies for electric vehicle start-ups in the automotive industry—lessons from Tesla motors. *J. Clean. Prod.* 235, 653–663 (2019).

12. Lee, W., Li, S., Han, D., Sarlioglu, B., Minav, T.A., Pietola, M.: A review of integrated motor drive and wide-bandgap power electronics for high-performance electro hydrostatic actuators. *IEEE Trans. Transp. Electrification*. 3(4), 684–693 (2018).
13. Chau, K.T., Chan, C.C., Liu, C.: Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 6(55), 2246–2257 (2008).
14. Chan, C.C.: The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proc. IEEE* 4(95), 704–718 (2007).
15. Control Schemes for Field Weakening of Induction Machines: a Review / [Zarri L., Mengoni M., Tani A. and other] //2015 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (Wemdc). — 2015. — P. 146—155.
16. Sahoo S. K., Bhattacharya T. Rotor Flux-Oriented Control of Induction Motor With Synchronized Sinusoidal PWM for Traction Application // *IEEE Transactions on Power Electronics*. — 2016. — Vol. 31. — № 6. — P. 4429—4439.
17. Костенко М. П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов // *Электричество*. —1925. —№ 2.
18. Вешеневский С. Н. Характеристики двигателей в электроприводе. М., «Энергия». 1977. 432 с.
19. Браславский И.Я, Ишматов З.Ш, Поляков В.Н Энергосберегающий асинхронный электропривод. —Москва. —ACADEMA. —2004. —202 с.
20. A. Munoz-Garcia, T. A. Lipo, and D. W. Novotny. A New Induction Motor V/f Control Method Capable of High-Performance Regulation at Low Speeds // *IEEE Trans. on Ind. Applications*. —July/August 1998. —Vol. 34, No. 4. —P. 813 – 821.
21. Основи теорії керування енергозберігаючими електромеханічними системами з електроприводами змінного струму на основі принципу пасивності: звіт про НДР / НТУУ "КПІ". —№2624ф, № ДР 0103U000145. —Київ, 2005. —409с
22. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Обобщенный алгоритм частотного управления асинхронными двигателями. Часть 1: синтез на основе

второго метода Ляпунова // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ, 2011. – Вип. 2/2011 (14). –С. 13 – 16.

23. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Онанко А. Ю. Обобщенный алгоритм частотного управления асинхронными двигателями. Часть 2: результаты тестирования. // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ, 2011. – Вип. 2/2011 (14). –С. 17 – 21.

24. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В.С. Сравнительное тестирование алгоритмов векторного и частотного управления моментом асинхронного двигателя в электромеханических системах пассажирского электротранспорта // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського. –2009. Вип.. 4/2009 частини 1. –С. 13 – 16.

25. Вплив змін параметрів на характеристики асинхронних двигунів з максимізацією моменту в режимі ослаблення поля / Б. І. Приймак.

26. Керування асинхронними двигунами з параметрично інваріантною оптимізацією моменту в зоні ослаблення поля на основі нейронної мережі / Б. І. Приймак.

27. Поліпшення показників режиму гальмування асинхронного електропривода завдяки максимізації моменту за ослаблення поля./Б.І Приймак

28. High performance induction motor drive in field weakening region. /Aswathy M S; M Waheeda Beevi 2016.

29. . Research on field-weakening control of induction motor based on torque current component of the voltage closed-loop / Peng Xie; Guoli Li; Fang Xie; Cungang Hu; Xing Qi. 2015p.

30. P. Lin and Y. Lai, "Novel voltage trajectory control for field weakening operation of induction motor drives," 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA, 2009, pp. 1540-1546, doi: 10.1109/ECCE.2009.5316495.

31. J. Zhang, B. Wang, Y. Yu, H. Cai, X. Zhang and D. Xu, "Angle Compensation-Based Voltage Redistribution for Induction Motor Drives in the Field-

Weakening Windup Region," 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Harbin, China, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICEMS.2019.8921483.

32. X. Zhang, G. Zhang, B. Wang, Y. Yu, J. Zhang and D. Xu, "Maximum Torque Increase and Performance Optimization for Induction Motor Field-Weakening Control," 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Jeju, 2018, pp. 1268-1272, doi: 10.23919/ICEMS.2018.8548976.

33. H. Abu-Rub and J. Holtz, "Rotor Oriented Nonlinear Controlsystem of Induction Motors Operatingat Field Weakening," IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Taipei, 2007, pp. 1085-1090, doi: 10.1109/IECON.2007.4459921.

34. E. Levi and M. Wang, "Induction motor sensorless vector control in the field weakening region," IEE Seminar Advances in Induction Motor Control (Ref. No. 2000/072), London, UK, 2000, pp. 3/1-3/6, doi: 10.1049/ic:20000383.

35. M. Yokoo and K. Kondo, "Damping control of induction motor traction system in single-pulse mode of field weakening region," 2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS), Aachen, 2015, pp. 1-6, doi: 10.1109/ESARS.2015.7101436.

36. J. Su, R. Gao and I. Husain, "Model Predictive Control Based Field-Weakening Strategy for Traction EV Used Induction Motor," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 3, pp. 2295-2305, May-June 2018, doi: 10.1109/TIA.2017.2787994.

37. M. Z. Ahmad, N. R. N. Idris and A. H. M. Yatim, "Overmodulation and Field Weakening in Direct Torque Control of Induction Motor Drives," 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, Antalya, 2007, pp. 398-402, doi: 10.1109/IEMDC.2007.382700.

38. T. Nakade, U. U. Ekong, T. Shiraishi, M. Inamori and M. Morimoto, "A Field Weakening Control Strategy for Four Switch Three Phase Inverter Fed Three Phase Induction Motor Drive," 2018 21st International Conference on Electrical

Machines and Systems (ICEMS), Jeju, 2018, pp. 1262-1267, doi: 10.23919/ICEMS.2018.8549382.

39. T. Kanmachi, R. Endo and K. Ohishi, "New field-weakening control considering voltage saturation for vector control system of induction motor," 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, 2005, pp. 18 pp.-P.8, doi: 10.1109/EPE.2005.219218.

40. F. Cupertino, N. Salvatore and G. L. Cascella, "Dynamic-performance comparison of IRFO and SFO-SM controlled drives in field-weakening region using variable-saturation regulators," 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, 2005, pp. 10 pp.-P.10, doi: 10.1109/EPE.2005.219708.

41. M. S. Huang and C. M. Liaw, "Field-weakening control for an IFO induction motor drive," 2002 IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering. TENCOM '02. Proceedings., Beijing, China, 2002, pp. 1994-1998 vol.3, doi: 10.110

42. N. Zhao and N. Schofield, "An Induction Machine Design With Parameter Optimization for a 120-kW Electric Vehicle," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 6, no. 2, pp. 592-601, June 2020, doi: 10.1109/TTE.2020.2993456.

43. G. Gallegos-Lopez, F. S. Gunawan and J. E. Walters, "Current Control of Induction Machines in the Field-Weakened Region," Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, 2006, pp. 104-110, doi: 10.1109/IAS.2006.256491.

44. Z. Peroutka and K. Zeman, "New field weakening strategy for AC machine drives for light traction vehicles," 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, 2007, pp. 1-10, doi: 10.1109/EPE.2007.4417494.

45. D. G. Stănescu, I. R. Bojoi and P. M. Nicolae, "Dynamic performance of a speed sensorless induction motor drive with flux weakening operation," 2012 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE), 2012, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICATE.2012.6403426.

46. J. Zhang, R. Mathew and W. Oghanna, "Analysis of two-dimension saturation for simulation in DC traction motors," Proceedings of International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996, pp. 300-306 vol.1, doi: 10.1109/PEDES.1996.539556.

47. P. Vaclavek and P. Blaha, "Field weakening implementation in AC induction machine predictive control," 2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2011, pp. 171-176, doi: 10.1109/PEDS.2011.6147242.

48. Novoty D. W. and Lipo T. A. Vector Control and Dynamics of AC Drives. –New York: Oxford University Press Inc, 2000.

49. Теорія мехатронних систем – 1: Методичні вказівки до виконання розрахунково-графічної роботи для студентів заочної форми навчання напряму підготовки 6.050702 – "Електромеханіка" спеціальності "Електромеханічні системи автоматизації та електропривод" / Уклад: С. М. Пересада, С. М. Ковбаса. –К.: НТУУ "КПІ", 2011 р. –96 с.

50. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть I. Проблемы векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы // Техн. електродинаміка. –1999. –№ 2. –С. 27–32.

51. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть II. Синтез алгоритма отработки модуля потока и угловой скорости // Техн. електродинаміка. –1999. –№ 4. – С. 26–31.

52. Sang-Hoon Kim, "Maximum Torque Control of an Induction Machine in the FieldWeakening Region ",IEEE transactions on Industrial Electronics, Volume 31, NO.4, July/August 1995, Pages 787-794.

53. V.T. Ranganathan , "Field Oriented Control of AC drives", Lecture notes of Electric Drives, IISc Bangalore.

54. Bose B.K. Modern Power Electronics and AC Drives / B.K. Bose. – Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001. – 736 p.

55. Leonhard W. Control of Electrical Drives / W. Leonhard. – Springer, 2001. – 484 p.
56. Feedback Linearizing Control of Induction Motor Considering Magnetic Saturation Effects / A. Accetta [et al.] // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2016. – Vol. 52. – № 6. – P. 4843-4854.
57. El-Faouri F.S. D-Q model and control of a three-phase induction motor considering mutual flux saturation effect / F.S. El-Faouri, O. Mohamed, W.A. Elhaija // 2017 10th Jordanian International Electrical and Electronics Engineering Conference (JIEEEEC). – 2017. – P. 1-6.
58. A Nonlinear Observer for Rotor Flux Estimation of Induction Motor Considering the Estimated Magnetization Characteristic / F. Alonge [et al.] // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2017. – Vol. 53. – № 6. – P. 5952-5965.
59. Levi E. A method for magnetizing curve identification in rotor flux oriented induction machines / E. Levi, M. Sokola, S.N. Vukosavic // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2000. – Vol. 15. – № 2. – P. 157-162.
60. Magnetizing inductance identification algorithm for operation of speed-sensorless induction motor drives in the field weakening region / M.S. Zaky [et al.] // 2008 12th International Middle-East Power System Conference. – 2008. – P. 103-108.
61. Choi D.H. Improved torque response by tuning of the magnetizing inductance under field weakening operation region [of induction motors] / D.H. Choi, S.B. Cho, D.S. Hyun // Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97. – 1997. – Vol. 1. – P. 418-425.
62. Choi J.-S. A new speed estimation scheme of the induction motor considering the flux saturation / J.-S. Choi, Y.-S. Han, Y.-S. Kim // IEEE Transactions on Magnetics. – 2000. – Vol. 36. – № 5. – P. 3595-3598.
63. Williamson S. The effect of axial variations in saturation due to skew on induction motor equivalent-circuit parameters / S. Williamson, C.I. McClay // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1999. – Vol. 35. – № 6. – P. 1323-1331.

64. Levi E. A unified approach to main flux saturation modelling in D-Q axis models of induction machines / E. Levi // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 1995. – Vol. 10. – № 3. – P. 455-461.
65. Texas Instruments. [Електронний ресурс] / Texas Instruments – Режим доступу до ресурсу: <http://www.ti.com/>
66. STMicroelectronics. [Електронний ресурс] / STMicroelectronics. – Режим доступу до ресурсу: https://www.st.com/content/st_com/en.html
67. NXP. [Електронний ресурс] / NXP. – Режим доступу до ресурсу: <https://www.nxp.com/>
68. 117 Про авторське право і суміжні права: Закон України від 23.12.1993 № 3792-XII